ANNO XLI - FEBBRAIO 1969 - Gruppo III
l'antenna
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
2
LIRE 500

dott. ing. Alessandro Banfi

Universalità della TV

Le recenti trasmissioni televisive di avvenimenti che si svolgevano in tutte le parti del globo terracqueo ed anche fuori di esso, nei pressi della Luna, ci hanno dato l'esatta percezione dell'altissimo livello raggiunto dalla moderna tecnica dei collegamenti TV.

Una ventina di anni or sono, agli albori del servizio di televisione che le nazioni più importanti andavano instaurando, erano sorte discussioni e divergenze nei tentativi di unificazione dei vari standard di trasmissione adottati.

Si ebbero così i quattro standard con altrettanti sistemi di trasmissione differenti e non collegabili direttamente: standard americano, standard inglese, standard francese, standard europeo (Italia, Germania, Svizzera, U.R.S.S.).

Si studiarono allora dei dispositivi che consentivano la trasmissione su un certo standard, di un programma TV proveniente da un altro standard: dispositivi piuttosto complessi ed imperfetti nel risultato ottenuto, culminanti nei cosiddetti « videografi ».

Inoltre, alle difficoltà tecniche derivanti dalla disuniformità degli standard si aggiungevano quelle provenienti dalle reti di intercollegamenti non ancora perfette ed in rapida evoluzione.

A complicare poi la situazione ecco affacciarsi minaccioso e preoccupante, il problema della TV a colori, con altri tre sistemi differenti (N.T.S.C., PAL, SECAM). Si tenta l'unificazione con varie conferenze internazionali, ma la discordia del colore non è superabile nemmeno per l'Europa che viene divisa in due parti: una col PAL ed una col SECAM. L'America del Nord e del Sud, nonché il Giappone ed aderenti al gruppo americano, restano sull'N.T.S.C.

A questo punto, la delusione ed il disappunto dei tecnici TV sono al colmo. Ma sono gli stessi tecnici che di fronte a questa situazione disastrosa si gettano a capofitto alla ricerca di una possibile soluzione degli interscambi mondiali.

Ed ecco affacciarsi assieme ai collegamenti via satelliti terrestri, la realizzazione di ingegnosi ed efficienti dispositivi di « transcoding », cioè di conversione elettronica da un sistema ad un altro.

L'offensiva tecnica su questi due fronti è stata prodigiosa e tale da annullare praticamente la mancata unificazione dei vari sistemi di TV. Possiamo infatti oggi affermare di avere finalmente raggiunto l'universalità della televisione, nonostante la caparbietà delle diverse nazioni ostinatamente ancorate al proprio sistema.

Con l'entrata in servizio dei nuovi satelliti « Intelstat » in orbita sincrona circolare a 35.000 km d'altezza dal suolo terrestre, alimentati con energia nucleare, è stata realizzata una efficientissima rete di collegamenti mondiali diretti.

Tale rete si impernia su un certo numero di stazioni rice-trasmittenti a terra, a loro volta facenti parte della vasta e complessa rete di intercollegamenti terrestri a « ponti radio » o « cavi hertziani ». Si sta però già studiando la possibilità di impiego di satelliti, con maggiore potenza di trasmissione, tali da poter essere ricevuti direttamente dagli utenti TV privati.

Per quanto riguarda la tecnica attuale del « transcoding » basti pensare che oggi non è avvertibile alcuna differenza o degradazione di qualità da un'immagine trasmessa ad esempio col sistema N.T.S.C. e ricevuta col sistema PAL, oppure trasmessa col sistema PAL e ricevuta col sistema SECAM: è quindi possibile l'interscambio diretto fra qualsiasi sistema.

Ne abbiamo avuto prove recenti ed eloquenti con le ricezioni qui in Italia delle Olimpiadi dal Messico ed ultimamente dalle partite di calcio Italia-Messico, nonché dalle emozionanti vicende dell'eccezionale impresa spaziale dell'Apollo 8.

I tecnici della TV hanno vinto una grande battaglia. A.

prof. ing. G. Sinigaglia

Fondamenti di radioastronomia*

(*) segue dal n. 11, novembre 1968, pag. 450.

7. - I RICEVITORI

I ricevitori usati in radioastronomia si distinguono dai ricevitori classici, per una o più delle seguenti caratteristiche:
a) assenza di controllo automatico di guadagno, congiunta a una estrema stabilità intrinseca del guadagno stesso;
b) presenza di dispositivi di stabilizzazione del livello di uscita;
c) presenza di dispositivi atti a correlare tra loro due segnali;
d) bassa cifra di rumore.

La caratteristica *c*) è tipica dei ricevitori per radiotelescopi a sintesi. Le caratteristiche *a*), *b*) e *d*), pur essendo sempre importanti, sono essenziali specialmente nei radiotelescopi ad antenna singola.

I radioricevitori privi dei dispositivi *b*) e *c*) sono detti ricevitori a *potenza totale* (*total power*). Essi forniscono all'uscita un segnale proporzionale a $G\,(T_A+T_N)$, in cui G è il guadagno, T_A la temperatura di antenna e T_N la temperatura equivalente di rumore. In essi, la stabilità intrinseca di G e di T_N deve essere elevatissima, altrimenti una piccola variazione di T_A verrebbe coperta dalle instabilità del livello di uscita. In assenza di instabilità, il limite inferiore della variazione di T_A misurabile è determinato dalla fluttuazione statistica del segnale $T_A + T_N$. Tale fluttuazione dipende dalla radice del prodotto $B\tau$, in cui B è la banda passante e τ è la costante di tempo di integrazione (equivalente circa al reciproco delle banda passante del filtro posto dopo il rivelatore). Di solito è:

$$\sqrt{B\tau} > 10^3$$

per cui una stabilità di G di poche parti su 10^4 è necessaria, per non peggiorare in modo preoccupante la sensibilità effettiva di un ricevitore a potenza totale. Una stabilità intrinseca di questo genere può essere ottenuta solo alle seguenti condizioni:
α) esclusione di tubi elettronici dai circuiti amplificatori;
β) stabilità delle tensioni di alimentazione dell'ordine di poche parti su 10^5;
γ) stabilizzazione del punto di lavoro dei transistori, mediante reazione negativa;
δ) stabilizzazione della temperatura ambiente entro 1°C.

È chiaro che condizioni così gravose possono essere accettate solo in casi particolari. Quando è possibile, si preferisce ricorrere ai metodi di stabilizzazione del livello di uscita.

Nel ricevitore di Dicke (fig. 1), il segnale di antenna-proporzionale a T_A, viene periodicamente sostituito con il rumore termico di un resistore a temperatura fissa T_R. Il rivelatore quadratico è seguito da un rivelatore sincronizzato con il commutatore di ingresso che fornisce segnale proporzionale a:

$$G[(T_A+T_N)-(T_R+T_N)] = G(T_A-T_R)$$

Per:

$$T_A - T_R \ll T_A + T_N$$

si ha una ridotta influenza della stabilità di G, rispetto al ricevitore a potenza totale. L'inconveniente principale del ricevitore di Dicke consiste nella perdita di metà dell'informazione, e quindi nel peggioramento della sensibilità di un fattore 2.

Altri sistemi di stabilizzazione si basano sull'impiego di *correlatori* o di *servomeccanismi*. Si noti che tutti i ricevitori per sintesi, contenendo un correlatore, sono protetti contro la instabilità di livello.

Errata corrige

(v. *l'antenna* n. 11, 1968)
pag. 450 - quinta riga, seconda colonna:
$L=\lambda/\alpha$ anziché $\alpha=\lambda/\alpha$;
pag. 450 - terza riga dal basso, seconda colonna:
10^{-16} W anziché 10^{-9} W, ossia di 1 nW;
pag. 455 - didascalia fig. 11:
Westbork, Olanda anziché Westbork, Nuova Zelanda;
pag. 456 - a metà circa della seconda colonna:
$1/\sqrt{2}\,(A+B)$ e $1/\sqrt{2}\,(A-B)$ anziché
$\sqrt{2}\,(A+B)$ e $\sqrt{2}\,(A-B)$.

Fig. 1 - Schema di principio del sistema ricevente di Dicke (radiometro).

Accenniamo ora ai *ricevitori a bassa cifra di rumore*. Poichè a frequenze relativamente basse, è facile ottenere ridotte cifre di rumore e — d'altra parte — la radiazione di fondo del cielo è relativamente elevata, il problema di ridurre T_N è particolarmente importante nei ricevitori per onde centimetriche.

Sono allora impiegati *amplificatori parametrici* di vario tipo e *maser*, specialmente in unione a paraboloidi di piccole o medie dimensioni, ma di costruzione molto accurata, per ridurre la temperatura di antenna. Con coppie di maser a onda progressiva, stabilizzati a correlazione, si possono misurare variazioni di T_A dell'ordine del centesimo di grado. Nei casi in cui una estrema sensibilità non è richiesta, si possono anche usare *amplificatori a diodo tunnel* o semplici *convertitori bilanciati a diodi*.

I transistori tendono a diventare convenienti a frequenze sempre più alte, sino a qualche gigahertz. Sotto a 1 GHz, si possono anche impiegare transistori a effetto di campo.

Nei *ricevitori per sistemi a sintesi*, il problema della stabilità del guadagno è reso meno difficile dalla presenza del correlatore. Diviene invece importante la stabilità di fase, in quanto i segnali devono raggiungere in fase il correlatore dopo aver attraversato i ricevitori. Poichè di solito i ricevitori sono a cambiamento di frequenza, è indispensabile curare che i segnali di oscillatore locale applicati a tutti i ricevitori di un sistema a sintesi siano coerenti e a fase costante. È perciò necessario usare un oscillatore unico centralizzato e distribuire il segnale in modo opportuno. Per evitare sfasamenti relativi, quando i ricevitori distano tra loro centinaia di metri, si può usare un sistema ramificato (Croce del Nord) in modo che le variazioni di temperatura influiscano nello stesso modo su tutti i ricevitori, oppure un controllo automatico di fase (Croce di Mills). Quando le antenne componenti un sistema sintetico sono più di due, è sempre possibile combinare i segnali delle antenne mediante sistemi di giunzioni ibride; si parla allora di *ricevitori multifascio*. Si osservi che, però, è più comodo collegare un ricevitore a ogni antenna e poi operare le combinazioni volute negli stadi a frequenza intermedia. In tale punto del ricevitore è possibile introdurre dei distributori (power divider) e dei sommatori resistivi senza perdere informazione. Lo studio di un sistema multifascio è complesso, specialmente se si opera su due dimensioni, e va effettuato caso per caso. Ad esempio, la «Croce del Nord» fornisce tre fasci a ventaglio Est-Ovest, cinque fasci a ventaglio Nord-Sud e quindici fasci correlati a pennello, disposti in forma di piramide.

Lo schema a blocchi di un ricevitore a correlazione è illustrato in fig. 2.

8. - CORRELATORE

Il correlatore — di cui già abbiamo detto — è in sostanza un dispositivo in grado di misurare il fattore di mutua correlazione di due segnali. In radioastronomia, i correlatori sono usati per la *sintesi di antenna*. In pratica il correlatore è un rivelatore la cui uscita è proporzionale al prodotto di due segnali applicati, quando questi sono correlati e in fase. Se i segnali sono parzialmente correlati e sfasati, l'uscita è proporzionale anche al fattore di mu-

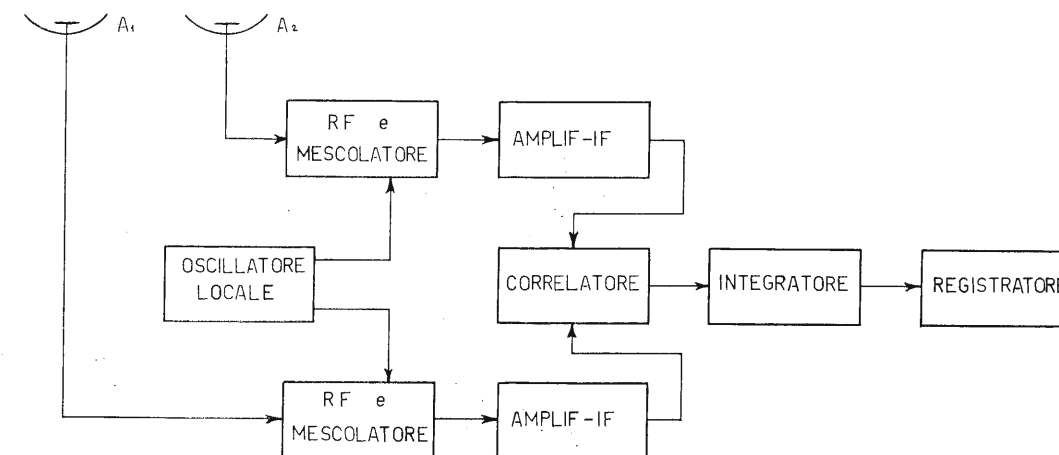



Fig. 2 - Ricevitore a correlazione.

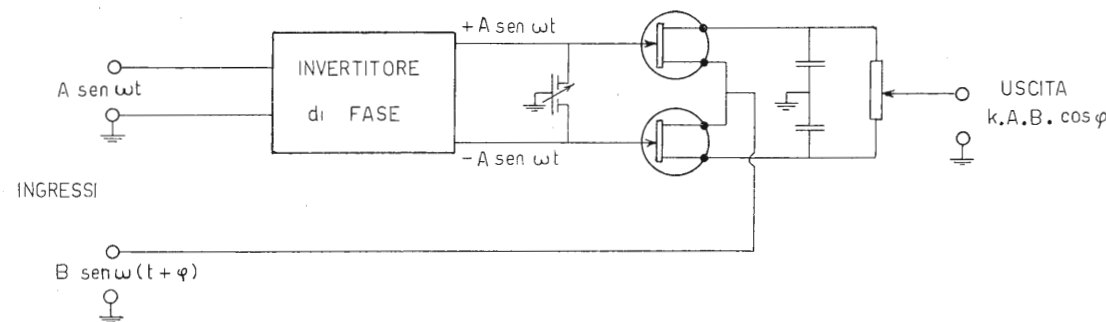



Fig. 3 - Correlatore di Sinigaglia, impiegabile anche come comparatore di fase. Uno dei F.E.T. è a canale P, l'altro a canale N.

tua correlazione (cross-correlation) e al coseno dello sfasamento.

Circuitalmente il correlatore è simile ad un modulatore bilanciato o rivelatore a prodotto. L'assenza di un segnale di riferimento di frequenza e ampiezza costanti, nelle comuni applicazioni radioastronomiche, rende difficile ottenere un buon funzionamento del correlatore nei riguardi della reiezione delle componenti incorrelate del segnale e della dinamica. I primi correlatori usati erano del tipo somma-differenza, a commutazione o istantanei. Nel tipo a commutazione di fase, uno dei due segnali viene invertito periodicamente di fase all'ingresso di uno dei ricevitori (se i ricevitori sono supereterodina, conviene invertire la fase dell'oscillatore locale) e i segnali all'uscita sono sommati linearmente, poi rivelati con legge quadratica e applicati a un rivelatore sincrono a bassa frequenza sincronizzato col commutatore di fase. Per metà del tempo si effettua così l'operazione $(A + B)^2$, in cui A e B sono i due segnali, e per l'altra metà l'operazione $(A - B)^2$. Il rivelatore sincrono effettua la differenza $(A + B)^2 - (A - B)^2 = 4\,AB$. Si ha così il prodotto per segnali interamente correlati e in fase. Se tale ipotesi non è verificata si può dimostrare che interviene il fattore cos φ (in cui φ è lo sfasamento) per le componenti correlate e che le componenti incorrelate danno un'uscita nulla purchè siano mediate per un tempo sufficientemente lungo. Questo tipo di correlatore dà buoni risultati, ma è di costruzione molto complessa, perciò Blum ha introdotto il correlatore istantaneo, che ha la forma di un modulatore bilanciato a diodi. Le operazioni sono le stesse indicate, ma avvengono contemporaneamente e continuamente in una coppia di diodi che riceve rispettivamente segnali:

$\sqrt{2}\,(A + B)$ e $\sqrt{2}\,(A - B)$,

ottenuti mediante un ibrido (a costanti concentrate o ad anello). Le difficoltà di appaiamento dei diodi e la variabilità della loro impedenza coi segnali riducono però la reiezione ottenibile a circa 20 dB e la dinamica a circa 6 dB. Più recentemente è stato possibile costruire correlatori a moltiplicazione diretta, con reiezione delle componenti incorrelate e dinamica di 40 dB.

Nel correlatore di Frater si usano quattro transistori in un amplificatore a differenza il cui carico di emettitore è un secondo amplificatore a differenza. Nel correlatore di Sinigaglia (fig. 3), si usano due transistori a effetto di campo (F.E.T.) complementari in un modulatore bilanciato funzionante nella zona della caratteristica vicina all'origine.

L'eliminazione dall'uscita di un correlatore del valor medio dei segnali incorrelati riduce fortemente l'instabilità del livello di uscita dovuta a instabilità del guadagno. Si è pensato perciò di usare correlatori anche con antenne radioastronomiche non sintetiche. Si divide, in questo caso, il segnale dell'unica antenna in due parti uguali, e dopo averle amplificate in due ricevitori uguali (e, se supereterodina, aventi in comune l'oscillatore locale) si applicano a un correlatore. Il miglioramento della stabilità è nel rapporto $T_A - T_R / T_A + T_N$ come in un radiometro di *Dicke*, ma il rapporto segnale/disturbo peggiora solo di un fattore $\sqrt{2}$ (anziché 2). In questo caso T_R è la temperatura del resistore di carico dell'ibrido o dell'isolatore necessario a dividere in due il segnale senza che i rumori dei due ricevitori si mescolino.

9. - I REGISTRATORI

Il sistema più comune di registrazione fa ricorso a registratori potenziometrici a inchiostro, che si presta a un esame immediato dei risultati. Quando però i dati sono molto numerosi (sistemi multifascio, sistemi a supersintesi) il costo di impianto e soprattutto il costo della successiva elaborazione manuale diventano insostenibili. Si ricorre perciò a sistemi di codificazione (conversione *A-D*) seguiti da registratori numerici (a nastro perforato o a nastro magnetico) o addirittura da elaboratori in tempo reale.

Un tipico sistema di codificazione e registrazione è costituito da:

1) preamplificatori-integratori di canale;
2) selettore di canali (scanner);
3) codificatore (*A-D* converter);
4) registratore incrementale (step-recorder);
5) orologio - programmatore (Master clock).

Un sistema a 24 canali, con uscita su nastro magnetico compatibile con l'IBM, è impiegato nella Croce del Nord. Alcuni registratori ausiliari a carta permettono le calibrazioni periodiche e alcuni lavori speciali.

10. - DISPOSITIVI AUSILIARI

Oltre ai componenti essenziali di un radiotelescopio, ovvero, antenna o sistema di antenne, ricevitore e registratore, si hanno *dispositivi ausiliari* che — in certi casi — non sono meno importanti dei componenti essenziali stessi, essendo indispensabili al funzionamento o, perlomeno, all'impiego dello strumento. Di detti dispositivi, i principali sono:

1) dispositivi di movimento delle antenne;

2) strumenti di calibrazione dell'ampiezza dei segnali;

3) strumenti di calibrazione di fase.

I primi non presentano — di solito — peculiarità eccezionali, essendo costituiti da normali dispositivi elettromeccanici e da trasmettitori di posizione impieganti motori sincroni. Un certo interesse hanno i *simulatori di movimento equatoriale*, impiegati con i più grandi radiotelescopi orientabili. In essi, gli assi di rotazione sono disposti verticalmente e orizzontalmente. *L'inseguimento* di una radiosorgente non può perciò essere effettuato con un solo movimento, come nei radiotelescopi a movimento equatoriale (cioè con un asse parallelo all'asse terrestre). Si ottiene l'opportuna combinazione dei due movimenti mediante un simulatore, che è di solito un calcolatore analogico elettromeccanico, cioè un modello in scala ridotta del sistema di movimento, accoppiato meccanicamente a un sistema di movimento equatoriale. Il movimento equatoriale costringe il modello a eseguire lo spostamento richiesto, e il modello a sua volta comanda mediante ripetitori sincroni e servomotori, il movimento del radiotelescopio. Passando agli strumenti, la calibrazione delle ampiezze dei segnali ricevuti da un radiotelescopio si fa quasi sempre impiegando come riferimento primario una radiosorgente di cui sia nota la densità di flusso. Le radiosorgenti campione sono state misurate con metodi assoluti, impiegando antenne a tromba, che sono le uniche il cui guadagno possa essere calcolato con ragionevole precisione. Tuttavia, si possono usare per comodità riferimenti secondari, che vanno di tanto in tanto confrontati con una sorgente campione. I riferimenti secondari più usati sono generatori di rumore a diodo saturo (sotto 1 GHz) e a gas (oltre 1 GHz). I generatori di rumore sarebbero in realtà campioni primari, se non che:

α) il loro segnale viene iniettato nel ricevitore, senza tenere conto del guadagno di antenna;

β) il segnale di un generatore di rumore è molto stabile (nel diodo saturo a parità di corrente anodica, nel tubo a gas indipendentemente dalla corrente) ma differisce da un generatore all'altro per varie cause.

Il segnale di un generatore di rumore è più adatto di un segnale sinusoidale per la calibrazione di un radiotelescopio, perchè il suo spettro assomiglia

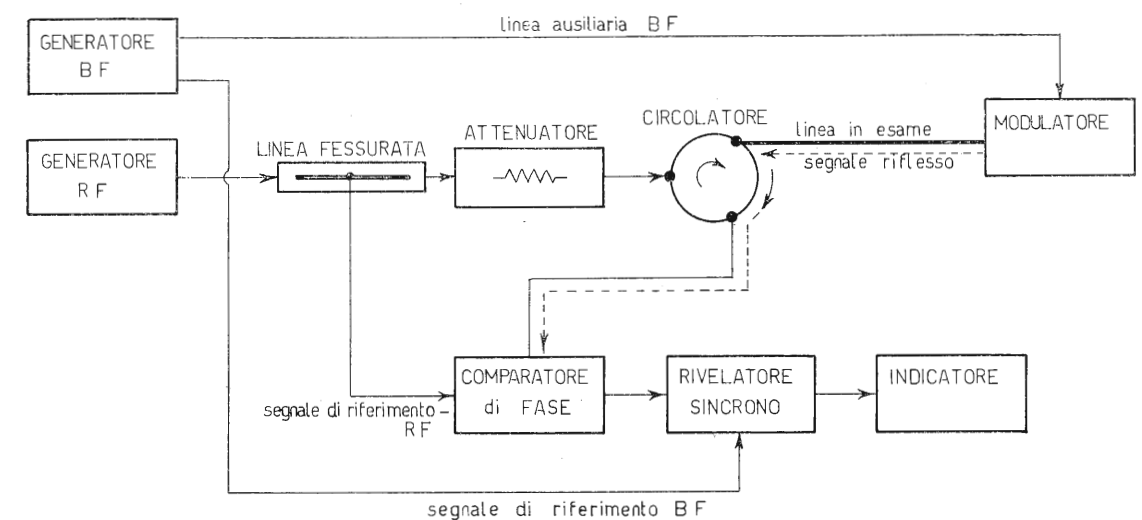



Fig. 4 - Schema del sistema di misura di fase a riflessione modulata.

Fig. 6 - Interferometro di Ports Hill, Sydney, Australia.

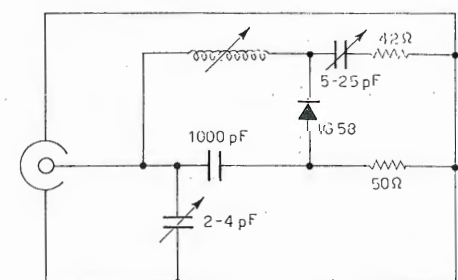



Fig. 5 - Modulatore di impedenza per misure di fase a riflessione modulata, usato nella Croce del Nord.

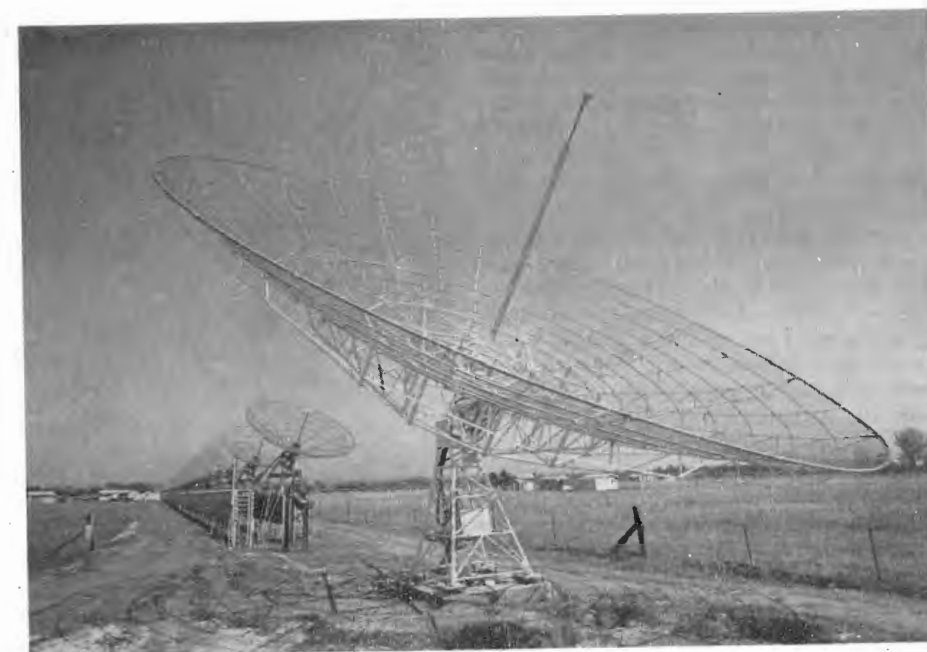
molto a quello di una radiosorgente, che può essere considerato « bianco » in una banda di alcuni MHz (se si eccettua il caso delle righe dell'H e dell'OH). In alcuni casi il segnale di calibrazione viene modulato a onda quadra a bassa frequenza, per poterlo riconoscere mediante un rivelatore selettivo o sincrono dal rumore di fondo del ricevitore.

Nei sistemi a sintesi può essere necessario usare diversi generatori di rumore per misurare separatamente varie parti del sistema. Nella Croce del Nord, ad esempio, sono usati quattro generatori di rumore; uno sul ramo nord, uno sul ramo est, uno centralizzato per l'equalizzazione del guadagno di tutti i ricevitori ed uno « correlato », per la messa a punto dei quindici correlatori e degli amplificatori a bassa frequenza.

Per quanto concerne la *misura* e la *regolazione delle fasi* nei sistemi a sintesi, si usano metodi diversi, secondo le dimensioni del sistema. Per sistemi di piccola estensione si possono usare metodi diretti, basati sull'uso di un generatore, di un comparatore di fase e di un cavo campione. Per sistemi di media e grande estensione non è possibile usare un unico cavo campione flessibile, in quanto non risulterebbe sufficientemente stabile. Si ricorre perciò a metodi a riflessione, per la misura del ritardo di fase dei cavi fissi. Di solito, però, non si possono usare i metodi correnti, basati su linee fessurate o riflettometri, perchè le linee di grande estensione attenuano il segnale riflesso all'estremità, confondendolo con le riflessioni spurie dovute a piccole discontinuità. È stato perciò escogitato il *metodo della riflessione modulata*: all'estremità lontana della linea da misurare, viene posto un carico la cui impedenza viene modulata da un'onda quadra a bassa frequenza (il modulatore è costituito da un diodo o da un tubo a gas). Ad esempio nella Croce del Nord viene impiegato il sistema schematizzato in fig. 4, in cui il modulatore è costituito dal circuito di fig. 5. I modulatori sono preventivamente tarati in laboratorio, mediante i

Fig. 7 - Croce di Serpukov (URSS). Braccio Est-Ovest.

Fig. 8 - Croce di Serpukov. Braccio Nord-Sud.

Fig. 9 - Interferometro Compound di Fleurs, Sydney, Australia.

due compensatori e il nucleo dell'induttanza, in modo da presentare esattamente 50 Ω di pura resistenza a 408 MHz quando il diodo è interdetto da una tensione inversa di 12 V, e una impedenza diversa da 50 Ω (qualsiasi, purchè uguale per tutti i modulatori) quando il diodo è attraversato da una corrente di 30 mA. La tensione modulante a 980 Hz viene applicata attraverso la stessa linea da provare.
Il segnale riflesso modulato può essere misurato con precisione (circa 1° di fase) anche dopo essere stato attenuato di 60 dB. Con una normale linea fessurata, ciò corrisponderebbe a misurare un rapporto di onde stazionarie di 1 : 1,001 trovando la posizione del minimo con una precisione dell'ordine del millimetro!
Una volta misurati gli errori di fase presenti nel sistema di sintesi, si può: o tenerne conto col calcolo durante l'elaborazione dei risultati, oppure correggerli mediante sfasatori.
Gli sfasatori possono essere inseriti a monte dei ricevitori, nell'amplificatore a media frequenza o sull'oscillatore locale. Gli sfasatori in antenna hanno il vantaggio di contribuire al puntamento di antenna, quando questo non può essere interamente meccanico, ad esempio, nelle croci. Sono stati usati soprattutto sfasatori a eliche rotanti (Vermilion River, Croce di Mills), o sfasatori elettromeccanici. Non sono di solito usati sfasatori a diodi per le perdite sensibili che introdurrebbero (circa 1 dB), e per il rischio di guasti dovuti a scariche atmosferiche. Un sistema di sfasamento a radiofrequenza originale è usato nella Croce del Nord (ramo Nord-Sud e oscillatore locale): speciali cavi coassiali a bassa perdita sono stati costruiti con tubi di alluminio a sezione quadrata e con dielettrico costituito da tubi di polipropilene. All'interno dei tubi è possibile introdurre kerosene che modifica, a causa della sua costante dielettrica, la velocità di propagazione delle onde e, quindi, varia il ritardo di fase dei cavi. Le perdite addizionali sono trascurabili e si ottiene una assoluta sicurezza di funzionamento. Il disadattamento dovuto alla zona di transizione da aria a kerosene è minimizzato tenendo i cavi inclinati di un angolo opportuno. Lo sfasamento nell'amplificatore a frequenza intermedia si può ottenere mediante giunzioni ibride caricate da condensatori variabili: unico inconveniente è l'introduzione di un ritardo di gruppo, che però è trascurabile per bande relative minori del 10%.
Lo sfasamento del segnale di oscillatore locale può essere ottenuto combinando opportunamente tra loro segnali sfasati in modo da costituire un sistema trifase o tetrafase, oppure con uno dei metodi già citati.

11. - RADIOASTRONOMIA E COSMOLOGIA

Abbiamo visto come i principali obiettivi della radioastronomia siano lo studio del Sole, della Galassia, di oggetti galattici ed extragalattici (galassie esterne e quasar), nonchè — grazie anche alla radarastronomia — della Luna e dei pianeti. Questi obiettivi fanno della radioastronomia, sia propriamente detta, sia radar, una potente alleata dell'astrofisica.

Fig. 10 - Interferometro di Fleurs, Sydney, Australia.

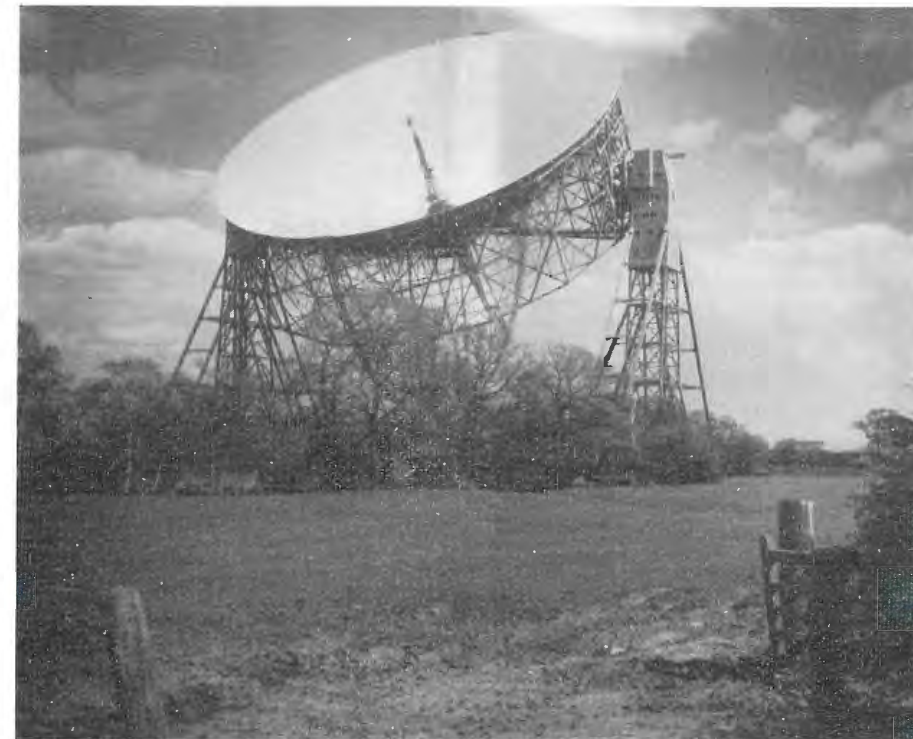



Fig. 11 - Jodrell Bank MK I Radiotelescopio.

Ma un'altra scienza ha tratto vantaggi notevoli, alleandosi con la radioastronomia, ed è la *cosmologia*, ovvero lo studio dell'Universo, nell'intento di conoscerne le leggi, di studiarne le origini, le trasformazioni, prevedendone l'evoluzione futura. I rilevamenti connessi con tali ricerche e gli studi che ne conseguono, impongono un attento esame del tempo cronologico come noi lo intendiamo, spogliando del suo significato abituale il concetto di « contemporaneità », che deve essere considerato relativisticamente. Quando riceviamo una trasmissione radiofonica o televisiva, considerando che le onde e.m. si propagano approssimativamente alla velocità di 3×10^5 km/s, la riproduzione del suono o dell'immagine può essere considerata istantanea e — quindi — contemporanea, rispetto al suono o all'immagine originale. Ben differenti sono le situazioni che ricorrono in radioastronomia. Una radiosorgente cosmica, localizzata ai presunti margini dell'Universo e ben nota agli studiosi, è lontana da noi $6{,}75 \times 10^{21}$ km. Le onde radio che partono da tale sorgente, marciando alla stessa velocità della luce, impiegano, per giungere sulla Terra, ben settecento milioni di anni. In altre parole, i segnali che noi captiamo sono partiti dalla loro sorgente ben settecento milioni di anni fa. Nel frattempo, la sorgente potrebbe essersi modificata, potrebbe essere stata distrutta da uno sconvolgimento immane, potrebbe essersi rafforzata o attenuata, ma soltanto dopo settecento milioni di anni, l'uomo potrebbe rendersi conto di detto sconvolgimento. La prima registrazione effettuata dall'Università di Bologna ebbe luogo il 12 aprile 1960, alle 05.45, tempo di Greenwich, sulla frequenza di 327 MHz. I segnali giungevano da « Cignus A », palestra della collisione di due galassie. Fu questo il primo esperimento della giovane radioastronomia extragalattica italiana. L'Università di Bologna non risponderà al messaggio: se volesse rispondere inviando radioonde verso la sorgente dei segnali captati, distante duecentocinquanta milioni di anni luce, la risposta eventuale perverrebbe con mezzo miliardo di anni di ritardo, rispetto alla partenza del segnale registrato.
Un programma che la radioastronomia sta seguendo con particolare attenzione riguarda la ricerca di una risposta all'inquietante interrogativo che l'umanità si è posta, forse fin dalle sue origini, circa la possibilità di esistenza di vita, come noi la intendiamo, su qualche altro corpo celeste dell'Universo. Questo è il fine che il « Progetto Ozma » si è posto.
Secondo tale progetto, le attenzioni sono ora dirette verso mondi relativamente vicini al nostro sistema solare: Tau (costellazione della Balena) ed Epsilon (costellazione dell'Eridano), e tendono alla ricerca di « segnali intelligenti » emessi da ipotetiche stazioni co-

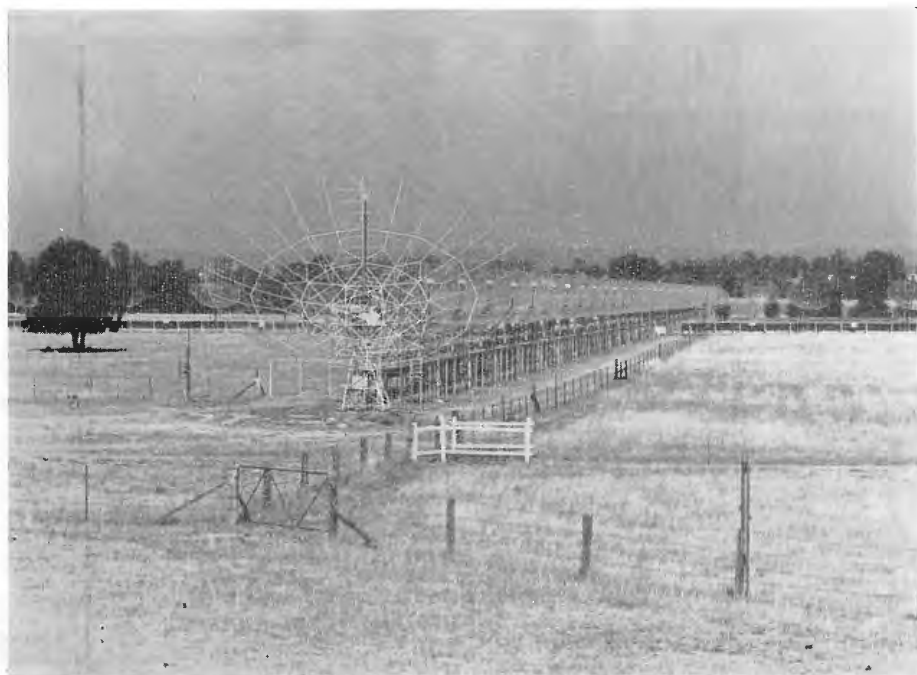



Fig. 12 - Jodrell Bank MK II Radiotelescopio.

Fig. 13 - Radiotelescopio di Dwingeloo (NL).

Fig. 14 - Radiotelescopio di Lake Traverse, Ontario (Canada).

struite su altri corpi celesti. Il problema è più complesso di quanto non possa apparire al primo momento e i fattori tempo e spazio giocano ruoli di primaria importanza. Dalla Terra, i primi segnali radio furono emessi una sessantina d'anni fa. Questi primi segnali stanno indubbiamente ancora viaggiando negli spazi, e si trovano a circa sessanta anni luce da noi, ossia, a poco meno di 6×10^{14} km di distanza, e continuano a procedere. È indubbio che scienziati, operanti su altri mondi, possano teoricamente accorgersi che sulla Terra c'è vita, ricevendo i nostri segnali radio, solamente se il loro mondo non

Fig. 15 - Lo specchio mobile del radiotelescopio di Nançay, Francia.

Fig. 16 - Radiotelescopio da 40 metri della Owens Valley, California, U.S.A.

è più lontano da noi, di quanto non lo sia il fronte di propagazione delle prime onde emesse. E chissà che non vi siano dei mondi, dove le nostre onde radio giungeranno troppo tardi per essere utili alla conoscenza dei loro abitanti, ormai estinti, dopo aver magari cercato di ricevere dei segnali intelligenti dal nostro sistema solare, quando la Terra non esisteva neppure, o quando su la stessa l'uomo non aveva fatto la sua comparsa o — per sottilizzare ancora — quando l'era delle radiocomunicazioni non aveva ancora avuto inizio.

L'astronomia classica ci dice che le righe spettrali dell'energia luminosa che giunge a noi, si vanno spostando sempre più verso il rosso, ossia, verso le lunghezze d'onda maggiori, man mano che le osservazioni si dirigono verso punti sempre più lontani dello spazio.

Un tale fatto significherebbe — per effetto Doppler — che le galassie si allontanano dai noi con velocità tanto maggiori, quanto più esse sono lontane. L'Universo sarebbe quindi in continua espansione. Una fotografia del 1951, relativa a una collisione fra galassie, rilevata radioastronomicamente prima e astronomicamente poi, costituisce un formidabile punto di riferimento. Scontri di altre galassie a sette miliardi di anni luce, pari, grosso modo, a $6{,}5 \times 10^{22}$ km di distanza, allontanantisi per di più da noi alla velocità che si ritiene di 145.000 km/s, ossia, poco meno di metà della velocità della luce, sono oggetto di studio ansioso e accurato.

Infatti, quando la radioastronomia ha cominciato ad affermarsi, negli anni successivi al 1950, ha presto cominciato a pesare sulle controversie dei cosmologi. La *teoria dello stato stazionario* — sostenuta principalmente da Bondi, Gold e Hoyle — prevedeva la « creazione continua » di materia e l'espansione indefinita dell'Universo, la cui densità media sarebbe rimasta costante; in altre parole, ci si troverebbe di fronte a una formazione senza fine di atomi di idrogeno e l'espansione continua non sarebbe se non uno « sfogo » al continuo aumento della pressione, determinata dalla nuova materia creata.

A questa ipotesi — per altro contraria al principio di non creazione e non distruzione della materia — si opponeva la *teoria evoluzionistica* (Einstein-De Sitter). Essa vede l'Universo nato da un « superconcentrato » di materia, che potrebbe essersi poi espanso violentemente a seguito di una esplosione, avvenuta molti miliardi di anni fa, di cui sarebbe conseguenza la fuga tuttora evidente delle galassie, verso i misteriosi abissi dell'extra-universo. La distribuzione discontinua delle galassie sarebbe allora attribuibile a fenomeni perturbativi susseguenti.

La recessione delle galassie e l'espansione continua dell'Universo sarebbero così attribuibili a forze cosmiche di repulsione superiori alla forza newtoniana gravitazionale.

L'eleganza della teoria dello stato stazionario attrasse molti, anche se non esistevano prove né in un senso, né nell'altro. Ben presto la radioastronomia cominciò ad accumulare prove contro la teoria in argomento. In principio le prove furono discusse e criticate, perchè l'inesperienza dei ricercatori aveva procurato gravi errori nella interpretazione dei dati.

Verso il 1966, la teoria dello stato stazionario venne però abbandonata da quasi tutti i suoi sostenitori. Nel frattempo, cominciavano a venir avanzati dubbi anche sulla *uniformità* dell'Universo, oltre che sulla sua *stazionarietà*. Sino allora non si era trovata alcuna prova di una disuniformità dell'Universo su scala maggiore di quella degli ammassi di galassie.

Nel 1967 furono scoperti alcuni indizi, secondo i quali l'Universo potrebbe essere formato da ammassi di ammassi, secondo una gerarchia forse indefinita.

Molti sforzi sono dedicati dai radioastronomi in questi anni al chiarimento di questo e di altri problemi connessi all'origine e all'evoluzione del Cosmo, fra i quali l'età dell'Universo. Gli scienziati di Cambridge, capeggiati da Martin Ryle, hanno confermato la teoria della espansione, dopo essere retrocessi nel tempo, di ben otto miliardi di anni.

Questa teoria implica una « nascita » dell'Universo che il prof. Ryle ritiene sia avvenuta dieci miliardi di anni fa, ossia due miliardi di anni prima del limite cui sono giunte le sue ricerche.

La polemica è tuttavia ancora viva e il prof. Hoyle è nettamente contrario alla teoria Ryle.

Previsioni sulle risposte definitive che la scienza potrà darci, non è possibile farne. Una cosa importantissima è certa: i mezzi a disposizione ci permetteranno forse di raggiungere e di studiare quei fenomeni che si svolsero al formarsi dell'Universo. Siamo vicini, per così dire, a raggiungere lo zero assoluto della scala dei tempi.

12. - BIBLIOGRAFIA

Libri:

M. Hack, *Esplorazioni Radioastronomiche*, Ed. Boringhieri (1964).

J. D. Kraus, *Radio Astronomy*, Ed. McGraw Hill (1966).

Articoli:

Autori vari, *Proc. I.R.E.*, XLVI, 1 (1958).

G. De Vito, *Alta Frequenza*, XXX, 1, pag. 6 (1961).

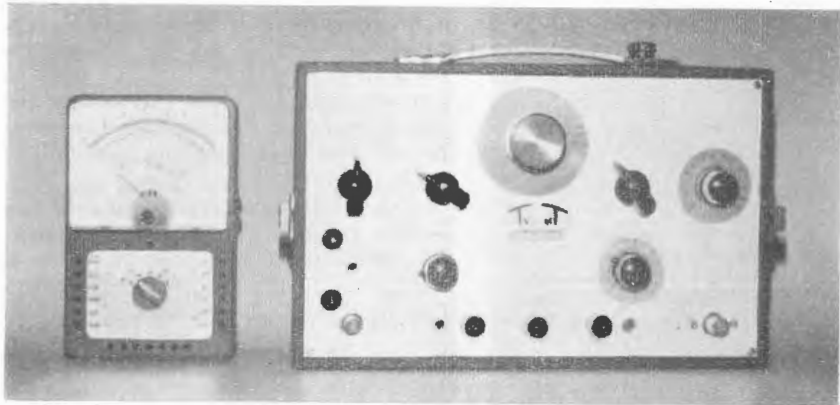
J. W. Findlay, *IEEE Trans. on Mil. Electronics*, 1964, MIL 8, 3 e 4, pag. 187-198.

G. Sinigaglia, *Alta Frequenza*, XXXIV 9, pag. 581 (1965).

A.

Fig. 17 - Interferometro a spaziatura variabile con 2 antenne da 27 metri della Owens Valley (altre 6 sono in costruzione).

G. B. Taglietta

Apparecchiatura multipla per servizio TV

Se si tiene presente che il costo del TV MULTITEST è di Lire 58.500, per avere una equivalenza fra le prestazioni e la spesa per ottenerle, sarebbe necessario che anche le sette apparecchiature (che il TV MT. sostituisce) avessero un costo complessivo di Lire 58.500; cioè che, in media, rappresentassero un investimento di Lire 8.359 (per ognuna di esse) il che ci sembra ancora lontano dall'essere. Se anche esistessero le singole sette apparecchiature al prezzo di Lire 8.359 caduna, il TV MULTITEST è sempre il più vantaggioso, perché:

1) riduce enormemente il tempo di indagine, ricerche e messe a punto (data la sua rapidità e comodità di impiego);

2) non fa sorgere problemi di spazio per la sua sistemazione sul banco di lavoro (le sue dimensioni sono: cm 8 × 17 × 27);

3) non crea difficoltà di trasporto per lavori fuori del laboratorio (il suo peso è: kg 2,070), in quanto è appunto una sola apparecchiatura che ne compendia sette. »

Lo scopo di questi notiziari è quello di mettere i tecnici e le organizzazioni di assistenza tecnica TV in condizione di valutare obiettivamente l'opportunità di utilizzare anche il TV MULTITEST nello svolgimento del loro lavoro altamente specializzato e di non trascurare una scelta veramente ragionevole per *guadagnare di più*.

Il TV MULTITEST è l'apparecchiatura che vi consente di risolvere rapidamente e con precisione tutti i problemi che senza dubbio si presentano a voi quando lavorate in laboratorio oppure presso l'utente.

Al fine di facilitare al tecnico l'uso dello strumento, abbiamo predisposto una tabella delle diverse prestazioni, dove ognuna di queste è contraddistinta da un numero di tre cifre risultante dalla posizione dei due commutatori principali e dalla cifra che indica la presa di innesto della sonda.

Ecco qui di seguito il codice che precede la descrizione delle prestazioni:

110 - prova dell'efficienza dei condensatori e degli isolamenti in genere;
111 - misura delle tensioni da picco a picco, e controllo dinamico dei condensatori elettrolitici in relazione al « ripple » residuo;
112 - segnale di BF calibrato a 2 V picco a picco;
113 - segnale di bassa frequenza variabile in frequenza e regolabile in ampiezza con contemporanea misura dell'ampiezza da picco a picco del segnale di volta in volta utilizzato;
113 - prova avvolgimenti per individuare eventuali spire in cortocircuito;
123 - segnale a dente di sega con modifica trapezoidale regolabile in ampiezza e contemporanea indicazione dell'ampiezza da picco a picco del segnale di volta in volta utilizzato (ritmo 50/sec);
130 - tensione negativa (—*B*) fornita da generatore ad alta impedenza interna (20 MΩ), regolazione e contemporanea indicazione del valore della tensione utilizzata;
133 - segnale a dente di sega con modifica trapezoidale, regolabile in ampiezza e contemporanea indicazione dell'ampiezza da picco a picco del segnale di volta in volta utilizzato, (ritmo 15625/sec);
212 - segnale a RF modulato con barre, nei campi di frequenza corrispondente ai segnali VHF e UHF;
312 - segnale a RF modulato con barre, nel campo di frequenze da 19,5 a 28,5 MHz con banda allargata su tutta la variazione del quadrante da 0 a 180°;
412 - segnale a RF modulato con barre, nel campo di frequenze da 31,5 a 40,5 MHz con banda allargata su tutta la variazione del quadrante da 0 a 180°;

512 - segnale a RF modulato con barre, nel campo di frequenze da 39,5 a 48,5 MHz con banda allargata su tutta la variazione del quadrante da 0 a 180°;
332 - segnale a RF non modulato (frequenze corrispondenti alla 312) per la taratura delle FI, con la contemporanea disponibilità della tensione (—*B*) regolabile da utilizzare per la conveniente polarizzazione delle valvole dell'amplificatore FI durante la taratura;
432 - segnale a RF non modulato (frequenze corrispondenti alla 412) per la taratura delle FI e contemporanea (—*B*) come per la precedente;
532 - segnale a RF non modulato (frequenze corrispondenti alla 512) per la taratura delle FI e contemporanea (—*B*) come per la precedente.

Le prestazioni del TV MT. possono essere, evidentemente, ottenute anche con l'impiego di apparecchiature tradizionali, quando esse vengono impiegate come strumenti di indagine e di analisi; è quindi opportuno effettuare un confronto, indicando, per ogni prestazione del TV MT., quali apparecchiature tradizionali occorrono per ottenere analoghi risultati.

	TV MULTITEST	Apparecchiature tradizionali
110	Prova diretta con tensione 500 V	VOLTMETRO ELETTRONICO - Prova diretta con tensione 1,5 V.
111	Prova diretta con impiego del normale tester	VOLTMETRO ELETTRONICO oppure OSCILLOSCOPIO - Prova diretta.
112	Prova diretta con impiego del normale tester.	Prova indiretta richiedente l'impiego di: GENERATORE B.F. più OSCILLOSCOPIO CALIBRATO da utilizzare una volta come misuratore della tensione da picco a picco fornita dal generatore, ed una seconda volta come misuratore della tensione d'uscita dell'amplificatore video.
113	BF - Prova diretta con contemporanea indicazione della tensione segnale utilizzata.	Prova indiretta richiedente l'impiego di: GENERATORE B.F. più OSCILLOSCOPIO CALIBRATO oppure VOLTMETRO ELETTRONICO per ottenere le indicazioni dell'ampiezza del segnale utilizzato.
113	Prova avvolgimento. Prova diretta.	APPARECCHIATURA particolare per PROVA AVVOLGIMENTO diretta.
123	Prova diretta con contemporanea indicazione dell'ampiezza del segnale utilizzato.	Non esiste corrispondente apparecchiatura tradizionale.
130	Prova diretta con contemporanea indicazione della tensione, regolabile, utilizzata.	Prova diretta richiedente un ALIMENTATORE da LABORATORIO, oppure una o più pilette a tensione fissa, le quali presentano una bassa resistenza interna.
133	Prova diretta con contemporanea indicazione dell'ampiezza del segnale utilizzato.	Non esiste corrispondente apparecchiatura tradizionale.
212	Prova diretta con generatore e quadrante tarato direttamente in canali VHF e frequenze UHF.	Prova diretta con GENERATORE RF modulato con ONDA QUADRA e con quadrante convenzionale.
312 412 512	Prova diretta con generatori separati ed a banda allargata. Per ogni banda coperta: completa variazione del quadrante da 0 a 180°. Facile lettura delle frazioni di MHz.	Prova diretta con GENERATORE RF modulato con ONDA QUADRA e con quadrante convenzionale. Lettura di bande sempre più strette all'aumentare delle frequenze. Difficile valutazione delle frazioni di MHz.
332 432 532	Prova diretta con contemporanea disponibilità di una tensione (—*B*) regolabile da utilizzare per la conveniente polarizzazione degli stadi F.I. durante la loro taratura.	Prova diretta richiedente un GENERATORE RF non modulato e un ALIMENTATORE (—*B*) oppure pilette a tensione fissa oppure regolabile con potenziometro in parallelo.
	Per sostituire il TVMT. con il quale la rapida combinazione delle prestazioni è ottenuta con semplicissima manovra di due commutatori, occorrono le apparecchiature a fianco elencate.	1 - VOLTMETRO ELETTRONICO 2 - OSCILLOSCOPIO 3 - GENERATORE BF 4 - GENERATORE RF 5 - GENERATORE DI DENTI DI SEGA (trapezoidali) 6 - APPARECCHIO PROVA AVVOLGIMENTI 7 - ALIMENTATORE (—*B*) (ad alta resistenza interna)

dott. ing. A. Turrini

Semplice metodo per il progetto e la costruzione di filtri attivi*

A motivo stesso dell'evoluzione dell'elettronica, i filtri attivi trovano applicazioni crescenti. Sono stati loro dedicati numerosi lavori, ma sembra che non esistesse, fino a oggi, un metodo semplice, che permettesse di calcolare i loro elementi e di assicurarne, in modo semplice, la costruzione. Ciò ha incitato il Servizio di Studi e di Fabbricazioni Industriali (S.E.F.I.) della Scuola Breguet a studiare (mettendo largamente a disposizione l'ordinatore IBM di questo stabilimento) il problema così definito. Il risultato di questo studio è un nuovo metodo, che permette di ideare e costruire filtri attivi, metodo del quale bisogna apprezzare la semplicità. Allo scopo di evitare qualsiasi calcolo al lettore di questo testo, che è stato studiato per costruire un filtro attivo, sono date tabelle corrispondenti a diversi ordini, con i valori calcolati degli elementi.

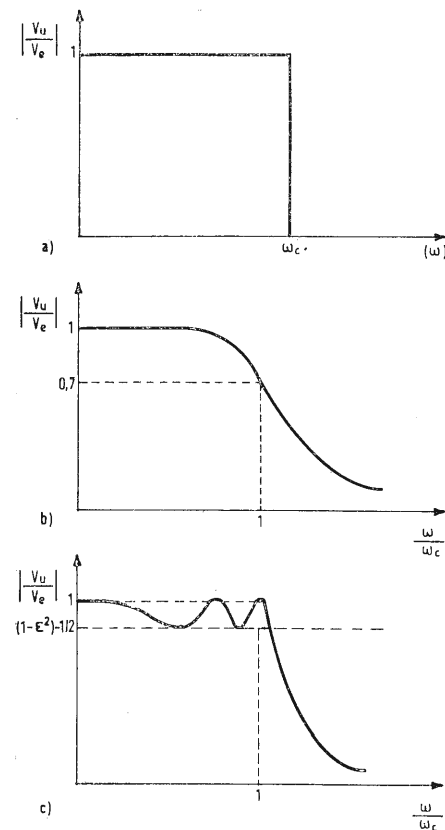



Fig. 1 - Curva teorica di un filtro perfetto (*a*); curve di risposta corrispondenti alle funzioni di Butterworth (*b*) e di Tchébycheff (*c*).

1. - CONCETTO DEI FILTRI ATTIVI

Un filtro di attenuazione perfetto, avente una curva di risposta identica a quella di fig. 1*a*, non è realizzabile fisicamente. È invece possibile costruire circuiti aventi funzioni di trasferimento razionali, il grafico dei quali riproduce con l'approssimazione desiderata, quella del filtro ideale. Evidentemente, quanto maggiore è l'approssimazione, tanto più grande è il numero degli elementi costitutivi della rete. Le funzioni generalmente più utilizzate sono quelle di Butterworth e quelle di Tchébytcheff.

1.1. - Le funzioni di Butterworth

Le funzioni di Butterworth si esprimono con la formula:

$$\left|\frac{V_u}{V_e}\right|^2 = \frac{1}{1 + \left(\dfrac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}$$

dove ω_c = pulsazione di taglio a 3 dB
n = ordine del filtro
V_u e V_e = tensioni di uscita e di entrata.
In questo caso, la funzione e le sue n prime derivate sono nulle per $\omega = 0$. Il pregio di una simile curva di risposta è di non presentare alcuna sovraelongazione nella banda trasmessa e di avere una buona risposta ai transitori. La diminuzione dell'ampiezza del segnale di uscita in vicinanza della frequenza di taglio è però poco ripida (fig. 1*b*).

1.2. - Le funzioni di Tchébytcheff

La loro formula è:

$$\left|\frac{V_u}{V_e}\right|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 Tn^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_c}\right)}$$

dove ε = numero piccolo rispetto all'unità

$Tn\dfrac{\omega}{\omega_c}$ = polinomio di Tchébytcheff

di grado n, avente la proprietà di passare n volte per i valori zero e 1 per

$0 < \dfrac{\omega}{\omega_c} < 1$.

Si ottiene una curva di risposta oscillante n volte tra i valori 1 e $1/\sqrt{1+\varepsilon^2}$ nella banda trasmessa (fig. 1*c*). Qui la caduta in vicinanza della frequenza di taglio è molto più rapida per uno stesso valore di n.

2. - COSTRUZIONE DEI FILTRI DI ATTENUAZIONE

Il metodo, che permette di costruire circuiti *R-L-C* aventi risposta di tipo Butterworth o Tchébytcheff è noto da tempo (v. bibliografia [1], [2] e [3]). Occorrono almeno $n/2$ bobine e $n/2$ capacità per ottenere un tale risultato (fig. 2*a*), ma è talvolta di maggior interesse ottenere queste stesse curve di risposta con circuiti composti solo da resistenze e capacità associate ad elementi attivi. È così possibile raggiungere frequenze di taglio nel campo delle bassissime frequenze. Sono apparse, in questi ultimi anni, numerose realizzazioni, che utilizzano circuiti più o meno complessi, contenenti amplificatori operazionali. Si può però raggiungere questo stesso risultato in un modo estremamente semplice. Infatti i denominatori delle funzioni di trasferimento dei filtri di Butterworth o di Tchébytcheff sono polinomi di grado n, secondo la variabile $p = j\omega$:

$$F(p) = \frac{1}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + \ldots + a_n p^n}$$

che si può mettere sotto la forma

$$F(p) = \frac{1}{(1 + \alpha_1 p + \alpha_2 p^2)(1 + \alpha_3 p + \alpha_4 p^2) \ldots (1 + \alpha_{n-1} p + \alpha_n p^2)}$$

per n pari,

ovvero

$$F(p) = \frac{1}{(1 + \beta_1 p)(1 + \beta_2 p + \beta_3 p^2) \ldots (1 + \beta_{n-1} p + \beta_n p^2)},$$

per n dispari.

Se si costruiscono e si mettono in cascata filtri aventi una funzione di trasferimento della forma $1/(1 + \alpha p)$ o $1/(1 + \beta p + \beta' p^2)$, si ottiene il filtro ricercato. Ora, il semplice circuito *RC* (fig. 2*b*) possiede una funzione di trasferimento della forma $F(p) = 1/(1 + pRC)$ e numerosi altri circuiti permettono di ottenere la funzione di trasferimento $F(p) = 1/(1 + \beta p + \beta' p^2)$. Uno dei più semplici è certamente quello di fig. 2*c*. Per tale circuito si ha:

$$F(p) = \frac{1}{1 + 2R_0 Cp + R_0^2 CC' p^2}$$

Per rendere le formule indipendenti dalla frequenza di taglio scelta per il filtro, si ha l'abitudine di esprimere i valori numerici di R, C e ω in grandezze ridotte, cioè prendendo come unità di pulsazione, la pulsazione di taglio ω_c; di resistenza, un valore arbitrario R_0; di capacità, il valore C_0 tale che $\omega_c = 1/R_0 C_0$. Da ciò, viene:

$$F(p) = \frac{1}{1 + 2Cp + CC'p^2}$$

Fig. 2 - Principio di un filtro con circuito a RLC (*a*); uso di un circuito RC (*b*); schema con un amplificatore (*c*).

Questo circuito presenta numerosi vantaggi:
— uso di un solo amplificatore di guadagno unitario stabile;
— possibilità di mettere diversi stadi in cascata senza stadio adattatore;
— numero minimo di componenti;
— regolazione per mezzo di due capacità, le resistenze essendo tutte uguali per uno stesso filtro.

Per esempio, il filtro di ordine 5 rappresentato in fig. 3, richiede solo due amplificatori di guadagno 1, cinque resistenze uguali e cinque condensatori, il cui aggiustamento permette di ottenere una risposta tipo Butterworth o Tchébytcheff di data sovraelongazione ε.

3. - CALCOLO PRATICO

I valori numerici dei condensatori C e C' sono stati ottenuti per mezzo di calcoli lunghi e complicati. È perciò più facile utilizzare le tabelle allegate. Queste tabelle sono state compilate usando l'ordinatore IBM1130, riservato al Servizio di Studi e di Fabbricazione Industriali della scuola, dove questi lavori sono stati condotti a buon fine.
Esse permettono di calcolare rapidissimamente un filtro di ordine da 2 a 7, che presenti una risposta di Butterworth o di Tchébytcheff di elongazione conveniente.

3.1. - Correzione degli errori di costruzione

I calcoli sono stati condotti supponendo un guadagno unitario per gli amplificatori aventi impedenza di uscita nulla e impedenza di entrata infinita. Queste condizioni non sono evidentemente realizzabili esattamente; allo stesso modo non è possibile regolare gli elementi *RC* con precisione assoluta. Gli errori introdotti da queste varie discordanze si ripercuotono sulle caratteristiche del filtro, e ciò in misura maggiore, quanto più alto è il fattore Q di ciascun circuito. La teoria dimostra che Q è dato dalla relazione:

$$Q = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{C'}{C}}$$

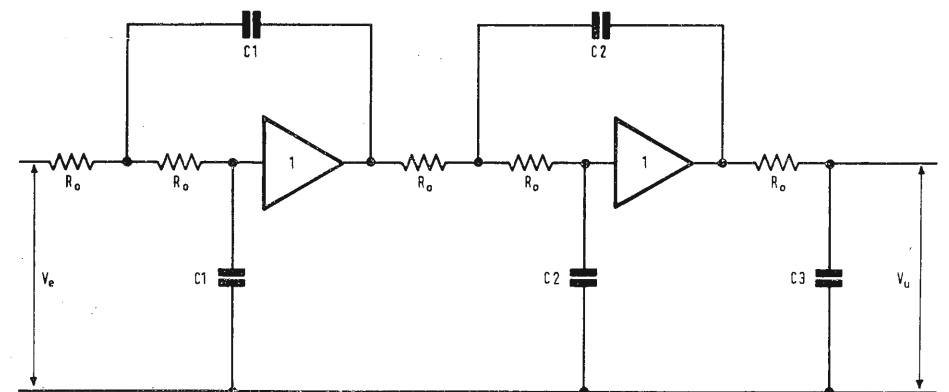



Fig. 3 - Esempio di costituzione di un filtro di ordine 5.

(*) *Electronique Industrielle* aprile 1968, pag. 275.

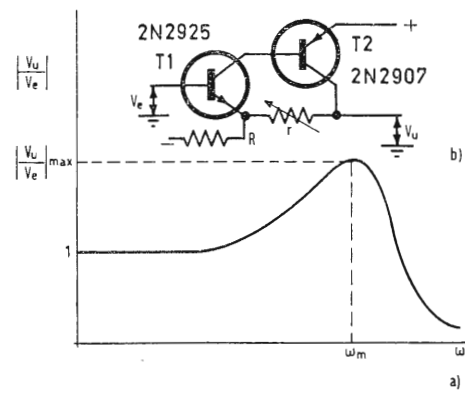



Fig. 4 - Curva di risposta teorica (*a*); schema dell'amplificatore di guadagno unitario (*b*) del filtro.

Fig. 6 - Curva di risposta rilevata del filtro di fig. 5.

Per ogni valore di $Q > \sqrt{2}/2$ la curva di risposta passa per un massimo (fig. 4*a*):

$$(V_e)_{max} = Q \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4\,Q^2}}}$$

Questa espressione diviene $\left(\frac{V_u}{V_e}\right) \max \neq Q$ per $Q > 3$.
Questo massimo si verifica per una pulsazione $\omega_m = \sqrt{\frac{C' - 2C}{CC'^2}}$,

ω_m, C e C' sono espressi nei loro valori ridotti.
Si può allora regolare separatamente ciascun circuito elementare e annullare così, quasi totalmente, gli errori. A questo scopo, gli amplificatori a guadagno unitario hanno una regolazione. I valori di Q e ω_m vengono indicati nelle tabelle sopra menzionate.

3.2. - Amplificatore di guadagno unitario

L'amplificatore di guadagno unitario usato è rappresentato in fig. 4*b*. Esso richiede solo due transistori complementari e possiede un'eccellente stabilità. Il suo guadagno è dato dalla relazione:

$$G = 1 - \frac{h_{11}}{\beta_1\beta_2 R_E} + \frac{r}{R_E},$$

regolando la resistenza r in modo che si abbia $r = \frac{h_{11}}{\beta_1\beta_2}$, si ottiene un guadagno esattamente unitario. L'impedenza d'entrata è così altissima: $Z_e \cong \beta_1\beta_2 R_E$, l'impedenza di uscita è bassissima:

$$Z_u \cong \frac{r}{\beta_2} + \frac{R_g + h_{11}}{\beta_1\beta_2}.$$

3.3. - Esempio di calcolo di un filtro di ordine elevato

La semplicità del metodo apparirà con l'esempio seguente.

Sia da calcolare un filtro avente una risposta di Tchébytcheff di ordine 7 con una sovraelongazione di 1 dB nella banda trasmessa. Prendiamo per R_o e C_o valori comuni, come $R_o = 5$ kΩ e $C_o = 0{,}1$ µF.
La frequenza di taglio è imposta dalla relazione $\omega_c = 1/R_oC_o$, ossia $f_c = 318$ Hz. La tabella di ordine $n = 7$, data nel testo, indica che il filtro deve essere costituito da 4 circuiti, l'ultimo deve essere una cellula *RC* (fig. 5). I coefficienti di sovratensione dei primi tre stadi sono: $Q_1 = 1{,}30$; $Q_2 = 3{,}15$ e $Q_3 = 10{,}89$, e ciò allo scopo di evitare la saturazione.
I valori di R_o e C_o sono stati scelti con la tolleranza dello 0,1% per i circuiti 2 e 3, e dello 0,5% per gli altri. Analogamente, avendo i circuiti 2 e 3 un Q alto, si richiede una regolazione della resistenza r, affinchè sia:

$$\left|\frac{V_u}{V_e}\right|_{max} = Q \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4\,Q^2}}}$$

$= 3{,}19$ per il circuito 2, e

$$\left|\frac{V_u}{V_e}\right|_{max} = 10{,}89 \text{ per il circuito 3.}$$

In queste condizioni, $r = h_{11}/\beta_1\beta_2$ è ottenuto usando un potenziometro di 20 Ω circa. Si traccia poi la curva di risposta generale e, se necessario, si apporta una lievissima correzione ai valori di r_1, o r_2 o r_3 per compensare l'ondulazione nella banda trasmessa.
La curva di risposta finale è data in fig. 6; essa approssima a meno di 0,1 dB la curva teorica e l'attenuazione in frequenza alle frontiere è di circa 70 dB/ottava.

4. - TRASPOSIZIONE

Si può passare dal filtro passabasso ora descritto, a un filtro passa alto avente la stessa frequenza di taglio ω_c. Per fare ciò, si invertono gli elementi R e C di ciascuna cellula elementare (fig. 7). I valori ridotti di R' ed R (cioè R'/R_o e R/R_o) sono ora gli stessi di quelli di C' e C dati nelle tabelle.

Fig. 5 - Costituzione pratica di un filtro a risposta di Tchébytcheff di ordine 7.

Infine, per mezzo di un filtro passaalto e di uno passabasso disposti in cascata, si può così ottenere un filtro passa banda o eliminatore di banda. Il metodo che è stato qui descritto permette di calcolare in modo semplice e rapido un filtro di prestazioni adatte ai precisi scopi dell'utilizzatore.
Il numero limitato dei componenti impiegati e l'uso di semplici adattatori, invece di amplificatori operazionali, procurano una regolazione rapida, senza rischio di oscillazioni parassite. Il gruppo dei componenti necessari è limitato al massimo.
Si costruiscono in tal modo filtri il prezzo di vendita dei quali è particolarmente basso, con caratteristiche e prestazioni elevate.

5. - BIBLIOGRAFIA

[1] A. Dauphin: « Teoria delle reti elettriche lineari ». Corso dell'E.S.E. 1966.
[2] L. Weinberg: « Calcolo di reti per mezzo di tecniche moderne di sintesi e tabelle ». Hughes Technical Memorandum, nº 427, 1954.
[3] I.T.T.: « Dati di riferimento per ingegneri radiotecnici »; Ghausi: « Principi e calcolo di circuiti lineari attivi ». Mc Graw Hill, 1965; Herrero & Willoner: « Sintesi di filtri ». Prentice Hall, 1966.

A.

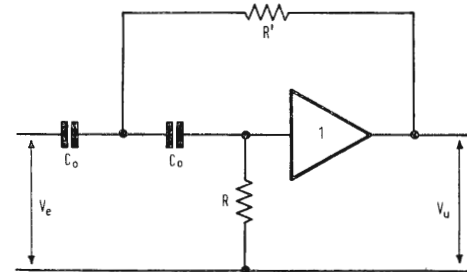



Fig. 7 - Principio della trasposizione conducente a un filtro passa alto.

ORDINE 2		CIRCUITO 1			
Ondulazione dB	Caduta a 2 f_c dB	C	C'	Q	ω_m
0	12	0,707	1,414	0,707	—
0,1	13	0,357	0,842	0,767	0,707
1	14,5	0,497	1,82	0,956	0,707
3	17	0,455	3,10	1,30	0,707

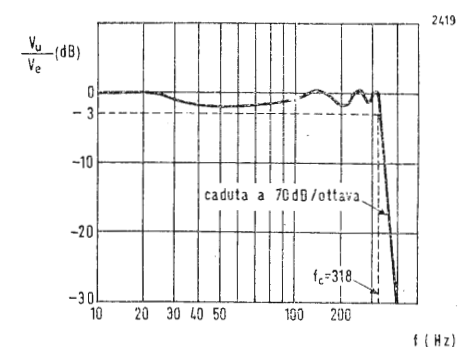
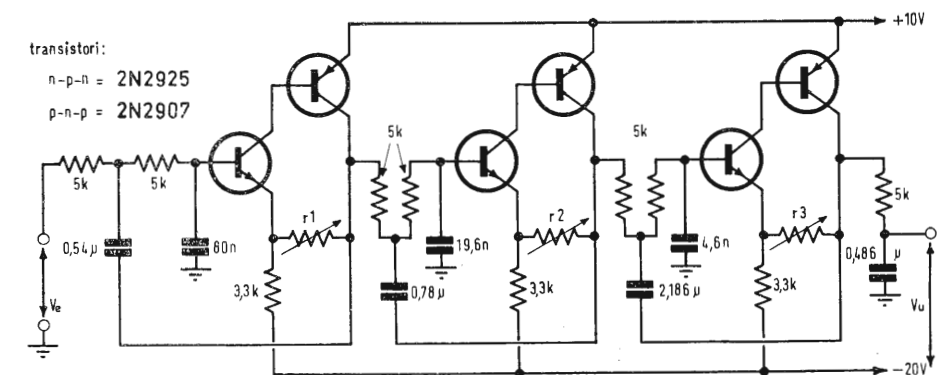
ORDINE 3		CIRCUITO 1				2
Ondulazione dB	Caduta a 2 f_c dB	C	C'	Q	ω_m	C
0	18	0,5	2	1	0,707	1
0,1	22	0,286	2,063	1,34	1,10	1,03
1	26	0,248	4,044	2,01	0,934	2,022
3	29	0,178	6,69	3,06	0,891	3,345

ORDINE 4		CIRCUITO 1				CIRCUITO 2			
Ondulazione dB	Caduta a 2 f_c dB	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m
0	24	0,293	1,082	0,54	—	0,382	2,613	1,306	0,84
0,01	28	0,763	1,007	0,57	—	0,204	2,43	1,72	1,29
0,3	33	1,146	2,044	0,67	—	0,178	4,934	2,62	1,025
3	39	1,049	4,858	1,07	0,333	$9{,}43 \cdot 10^{-2}$	11,72	5,57	0,942

ORDINE 5		CIRCUITO 1				CIRCUITO 2				3
Ondulazione dB	Caduta a 2 f_c dB	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m	C
0	30	0,809	1,236	0,618	—	0,309	3,236	1,617	0,902	1
10^{-3}	35	0,560	1,085	0,695	0,235	0,159	2,84	2,107	1,398	0,877
0,1	40	0,685	2,293	0,91	0,505	0,139	6,00	3,28	1,067	1,855
1	46	0,545	4,266	1,40	0,565	$9{,}05 \cdot 10^{-2}$	11,17	5,55	0,986	3,451

ORDINE 6		CIRCUITO 1				CIRCUITO 2				CIRCUITO 3			
Ondulazione dB	Caduta a 2 f_cdB	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m
0	36	0,965	1,035	0,517	—	0,707	1,414	0,707	—	0,258	3,863	1,931	0,932
10^{-3}	43	0,985	1,142	0,538	—	0,484	1,560	0,896	0,707	0,133	4,262	2,82	1,282
0,1	52	1,625	2,336	0,60	—	0,449	3,191	1,33	0,707	0,101	8,718	4,63	1,05
1	58	1,86	4,30	0,76	0,13	0,304	5,882	2,19	0,707	$6{,}28 \cdot 10^{-2}$	16,07	8,00	0,991

ORDINE 7		CIRCUITO 1				CIRCUITO 2				CIRCUITO 8				4
Ondulazione dB	Caduta a 2 f_cdB	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m	C	C'	Q	ω_m	C
0	42	0,901	1,109	0,554	—	0,623	1,603	0,802	0,472	0,222	4,493	2,246	0,951	1
10^{-3}	54	0,896	1,469	0,639	—	0,398	2,123	1,154	0,859	0,110	5,95	3,663	1,21	1,323
0,1	62	1,028	2,945	0,85	0,315	0,311	4,256	1,84	0,801	$7{,}67 \cdot 10^{-2}$	11,92	6,23	1,038	2,653
1	68	0,803	5,40	1,30	0,402	0,196	7,802	3,15	0,787	$4{,}6 \cdot 10^{-2}$	21,86	10,89	0,994	4,864

In queste tabelle C, C', e ω_m sono espressi in valori ridotti, cioè prendendo come unità R_0, C_0 e $\omega_0 = 1/R_0C_0$.

Ludovico de Luca

Appunti sulla percezione binaurale

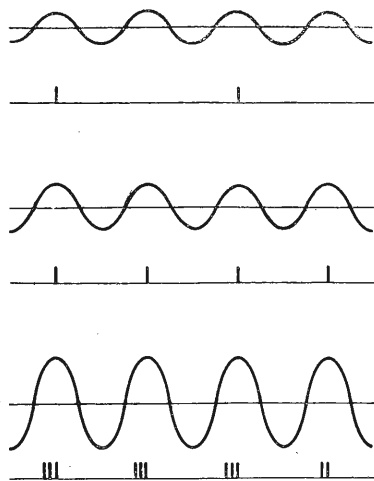



Fig. 1

1. - INTRODUZIONE

In una precedente serie di articoli, dedicata alla tonalità dei segnali periodici, sono state poste le basi per una soluzione moderna ai vari problemi della percezione acustica. Ma non possiamo sperare di farci un'idea abbastanza chiara del meccanismo della percezione, nel suo insieme, fino a quando non avremo dato uno sguardo al sistema binaurale, sia pure ridotto alle sue parti più semplici.

Il sistema binaurale, infatti, non si basa tanto sulla presenza, nello stesso soggetto, di due sistemi monaurali indipendenti che lavorano in parallelo, quanto sulla loro stretta collaborazione, svolta mediante l'interconnessione dei vari punti delle rispettive vie acustiche, a due a due (il che giustifica il prefisso derivato da *bini*, al posto del più comune prefisso derivato da *bis*), allo scopo di ottenere una percezione migliore. Tale risultato si manifesta in tutta una serie di miglioramenti, riguardanti il rapporto segnale-disturbo, il rapporto segnale-rumore, la selezione, la localizzazione e la sicurezza di funzionamento. Dato che gli ultimi quattro di questi sono una diretta conseguenza del primo, possiamo considerare l'intero sistema binaurale come se il suo compito fosse unicamente quello di migliorare il rapporto segnale-disturbo.

Per questo scopo non basta eseguire una semplice *somma* tra le informazioni presenti nelle due vie acustiche, come nel caso dei ricevitori dei ponti radio a duplice diversità di spazio (con il quale accorgimento si migliora di 2 o 3 dB il rapporto segnale-rumore); tale combinazione darebbe anzi luogo a un sistema direzionale piuttosto scomodo, poichè obbligherebbe il soggetto a girare continuamente la testa per evitare gli angoli morti alle varie frequenze.

La combinazione deve invece avvenire, innanzitutto, frequenza per frequenza, cioè tra le fibre corrispondenti delle due vie acustiche, sulle quali è presente l'informazione tonale già estratta in ciascun orecchio interno. Per ogni singolo confronto, poi, il risultato deve permettere la separazione del segnale dal disturbo, sulla base della sola differenza di tempo esistente tra i due stimoli. In altre parole, occorre arrivare a due distinte immagini acustiche nel cervello, se possibile, anche quando il segnale e il disturbo occupano la stessa banda di frequenza.

Tutto ciò conduce necessariamente verso una combinazione a coincidenza di tempo; essa richiede che la trasmissione sulle singole fibre sia del tipo digitale e con impulsi in fase rispetto allo stimolo ricevuto. Quest'ultimo particolare presuppone che in ogni fibra del nervo acustico gli impulsi vengano trasmessi a *raffiche*, come illustrato in figura 1.

Ai tre livelli crescenti del segnale, supposto sinusoidale e di frequenza costante, corrispondono nel diagramma tre tipi teorici di trasmissione: invio d'impulsi singoli a intervalli multipli del periodo del segnale, invio di un impulso per ogni periodo del segnale ed invio di una raffica d'impulsi all'inizio di ciascun periodo. Questo è infatti l'unico modo possibile per rendere indipendente, nella medesima fibra, l'informazione relativa all'intensità (numero medio d'impulsi trasmessi entro il tempo d'integrazione) e l'informazione relativa alla fase del segnale.

2. - SOLUZIONE TEORICA

Per effettuare la combinazione tra i segnali dei due sistemi monaurali, è chiaro che occorrerà, oltre ai sistemi stessi, un certo numero di altri dispositivi, raccolti complessivamente nel termine di chiasma acustico, che nella semplice percezione monaurale sarebbero inutili. Essi comprendono essenzialmente una rete di coincidenza logica e un doppio sistema di ritardo, avente un tempo di ritardo totale in ciascuno dei due sensi di propagazione uguale alla massima differenza di tempo tra l'arrivo di una onda in un orecchio e l'arrivo diretto (senza riflessioni) della stessa onda nell'orecchio opposto (pari a circa 0,7 ms).

2.1. - Schema di principio

Supponiamo di avere due fili sui quali siano presenti impulsi elettrici di un centinaio di volt, lunghi ciascuno una decina di microsecondi, e di voler osservare facilmente l'eventuale differenza di fase tra la sequenza in un filo e quella, perfettamente analoga, nell'altro. La prima soluzione che ci viene in mente, indicata in figura 2, consiste nell'impiegare due linee di ritardo, una per ciascun filo, e un certo numero (preferibilmente dispari) di piccole lampade al neon. Se gli impulsi corrispondenti nei due fili sono in fase, vedremo infatti accendersi la lampada centrale; in caso diverso vedremo accendersi una lampada dalla parte del filo con gli impulsi in ritardo.

Una soluzione così semplice è già sufficiente per mettere in chiaro un paio di punti: l'intervallo tra due lampade consecutive deve essere scelto in base alla durata minima degli impulsi, per evitare che l'incrocio tra impulsi destri e sinistri possa sfuggire all'osservazione, dando poi luogo a eventuali indicazioni errate; per segnalare sfasamenti maggiori del massimo ritardo delle linee, inoltre, è necessario aggiungere una lampada alla fine di ciascuna linea, che s'accenderà pure quando mancano completamente gli impulsi sul filo opposto.

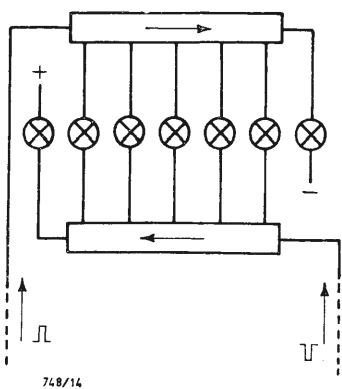



Fig. 2

A parte le tensioni in gioco, la soluzione ora vista presenta alcuni gravi difetti: il primo, ben visibile nella stessa fig. 2, consiste nella differente polarità richiesta agli impulsi in arrivo; conseguentemente il sistema non è simmetrico e il cablaggio alle lampade deve essere bipolare. Un altro difetto, legato all'uso di linee di ritardo passive, sta nelle variazioni che l'impulso subisce sulle linee stesse a causa dell'attenuazione e del carico. Il terzo difetto, più grave dei precedenti, sebbene meno visibile, consiste nel fatto che ciascun impulso viaggiante lungo una linea di ritardo, dopo aver fatto accendere una lampada, non viene distrutto; da ciò deriva la possibilità di altre false accensioni e, in particolare, l'accensione delle due lampade estreme anche quando lo sfasamento tra le due sequenze non supera il ritardo massimo delle linee.

Tutti questi inconvenienti vengono eliminati nella soluzione a coincidenza logica, il cui schema di principio è indicato in figura 3. Le linee di ritardo della soluzione precedente sono state sostituite da tanti elementi di rigenerazione, *LD* e *LS*, rappresentati con un simbolo intermedio tra gli amplificatori e i relé lenti al rilascio, per mettere in evidenza che essi sono in grado di emettere l'impulso di uscita soltanto un certo tempo *dopo* aver ricevuto il relativo comando.

In ogni cella, tratteggiata nello schema, si trova raccolto uno strano terzetto: un paio di elementi di rigenerazione e di ritardo, che dobbiamo quindi chiamare *attivi*, pure se talmente pigri da lasciar passare un tempo pari a tre o quattro volte la durata dell'impulso ricevuto, prima di decidersi a rimetterlo a nuovo e rispedirlo in avanti, e un elemento di coincidenza veloce *V*, abilitato a funzionare soltanto quando in entrambi gli elementi lenti *LD* e *LS* si trova giacente un impulso. Anche l'elemento *V* è del tipo attivo, ma non soltanto perchè rigenera l'impulso: esso è talmente veloce da riuscire a spedire il suo impulso verso la via acustica, facendo sparire nello stesso tempo ogni traccia dei due impulsi che si trovavano nella cella.

Fig. 3

2.2. - Modello di funzionamento

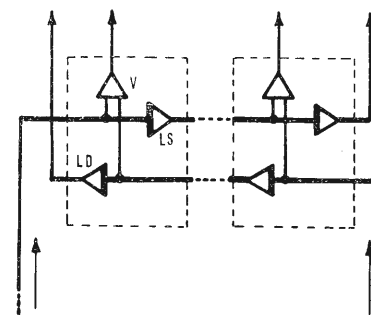
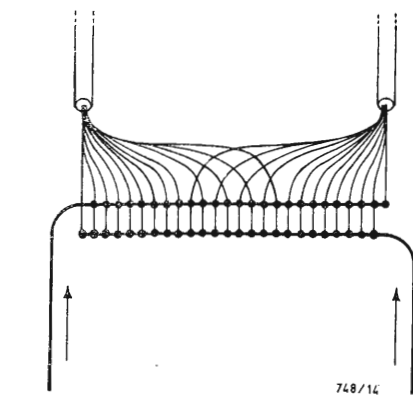
Per farci un'idea delle operazioni fondamentali svolte dal chiasma acustico, cioè la raccolta degli impulsi provenienti dai due orecchi e il loro smistamento verso le opportune zone di presentazione sulla corteccia cerebrale, conviene pensare a qualche modello meccanico molto semplice. Cerchiamo di immaginare, per esempio, una passerella messa ad una certa altezza sopra il livello di un liquido molto viscoso; ad entrambi gli estremi della passerella entrano continuamente, disposte in una sola fila e secondo una sequenza rallentata mille volte rispetto agli impulsi del nervo acustico, delle palline aventi un colore ben riconoscibile in confronto al liquido e densità tale da affondare lentamente, una volta cadute in esso. Supponiamo ora che il piano della passerella, su cui rotolano le due serie di palline una incontro all'altra, su due corsie affiancate, sia formato da innumerevoli traversine elastiche realizzate in modo da sopportare giusto il peso di una pallina per volta, non importa in quale delle due corsie essa si trovi; supponiamo ancora che ogni coppia di palline, nel momento di cadere dalla passerella, si trasformi in una sola pallina dello stesso tipo; ciascuna corsia, per finire, presenta prima del termine della passerella un bel buco, sufficiente a far cadere tutte le palline scampate fino a quel punto.

Non è difficile figurarsi il risultato ottenibile con questo modello. Per prima cosa è chiaro che, non potendo mai attraversare completamente la passerella, tutte le palline andranno a finire nel liquido, dove resteranno per qualche momento ancora visibili, prima di sparire dalla scena. La posizione in cui vedremo il maggior numero di palline, sulla superficie del liquido, rappresenterà lo sfasamento di tempo tra le due sequenze di entrata: nel caso di sequenze perfettamente in fase, il mucchio si formerà nitido al centro; nel caso di arrivo da un unico lato, il mucchio sarà visibile all'estremo opposto; nel caso di più sequenze sovrapposte, ciascuna di sfasamento diverso, sarà ancora possibile riconoscere la posizione dei mucchi relativi, in mezzo alle altre palline disseminate qua e là per errore.

Il secondo passo da compiere, a questo punto, consiste nel ripetere il modello più volte, sempre con la fantasia, arrivando così a una distesa di tante passerelle affiancate, ciascuna fatta nel modo ora visto (e ciascuna corrispondente a una frequenza diversa). L'osservazione della superficie sottostante, sulla quale cadono da diverse passerelle le varie palline, comincia a farsi più interessante e abbastanza vicina a una vera immagine acustica.

Tutti i mucchi allineati sulla stessa direzione perpendicolare alle passerelle, per esempio, rappresentano suoni ricevuti con il medesimo sfasamento e provenienti, presumibilmente, da una stessa sorgente sonora. Ciascun mucchio, poi, non sarà concentrato in un solo punto, ma risulterà più o meno esteso entro un'area d'incertezza, dipendente (nella direzione delle frequenze) dall'estensione dell'immagine tonale

Fig. 4

Fig. 5

e (nella direzione dei tempi di sfasamento) dalla probabilità di errore nel chiasma.

Il modello ci permette di chiarire anche l'influenza dell'ampiezza relativa tra le due serie di palline, rappresentata dal loro numero medio in entrata sulle passerelle, direttamente proporzionale al livello del segnale applicato all'orecchio destro e all'orecchio sinistro. Teniamo d'occhio il gruppo più numeroso, proveniente per esempio da destra. Se da sinistra non arriva alcun impulso, l'immagine acustica si formerà tutta all'estremo sinistro; se da sinistra arriva un solo impulso per ciascuna raffica proveniente da destra, quasi certamente esso corrisponderà (come origine cocleare) all'*ultimo* della raffica, e invece incontrerà il *primo* della raffica stessa, in un punto della passerella più a sinistra del punto giusto; gli altri impulsi della stessa raffica di destra proseguiranno poi fino all'estremo sinistro. Man mano che l'ampiezza del segnale sinistro aumenterà, fino a uguagliare il segnale destro, vedremo che il mucchio all'estremo sinistro si farà sempre più piccolo e alla fine sparirà del tutto, mentre di pari passo diventerà più grande quello della zona d'incrocio, il quale si estenderà a poco a poco verso destra. In tutto il corso di questo ipotetico esperimento, il numero totale degli impulsi presenti nelle due zone di raccolta è rimasto costante.

2.3. - Schema d'insieme

Passiamo ora allo smistamento degli impulsi in uscita dal chiasma acustico verso i due lobi temporali del cervello. Dato che la scissura interemisferica divide il cervello in due per il lungo, le varie circonvoluzioni (compresa quella temporale superiore, o giro di Heschl, dove termina la via acustica) si trovano tanto a destra che a sinistra, ma non in mezzo. Anche supponendo che il chiasma sia concentrato in una sola linea di ritardo bidirezionale, come indicato in figura 3, è quindi chiaro che occorre smistare le sue uscite in due direzioni. A questo punto, osservando la stessa figura, notiamo che per inviare a un lobo la metà dei fili di uscita più vicina a quel lobo, in modo da semplificare il cablaggio, *automaticamente* avviene l'incrocio tra gli orecchi e i lobi ai quali arrivano gli impulsi quando funziona un orecchio per volta.

Ma la divisione netta delle uscite in due metà dà luogo a qualche inconveniente, come nel caso di un amplificatore controfase in classe *B*. Avendo due dispositivi generici (non importa se due lobi temporali o due tubi termoionici di potenza) che debbono riconoscere *anche* segnali vicini allo zero, è preferibile polarizzarli in modo da farli lavorare in classe *AB*; bilanciando le due condizioni di riposo, si ottiene allora la migliore saldatura tra le varie zone: quella in cui lavora solo il primo, quella in cui lavorano entrambi, e quella in cui lavora solo il secondo. Nella zona intermedia, così facendo, viene assicurato un buon riconoscimento del segnale zero, anche quando cambiano (nello stesso senso) le caratteristiche di entrambi i dispositivi e le alimentazioni comuni. Per queste stesse ragioni, del resto, uno stadio controfase *AB* si comporta sempre meglio di un semplice stadio in classe *A*.

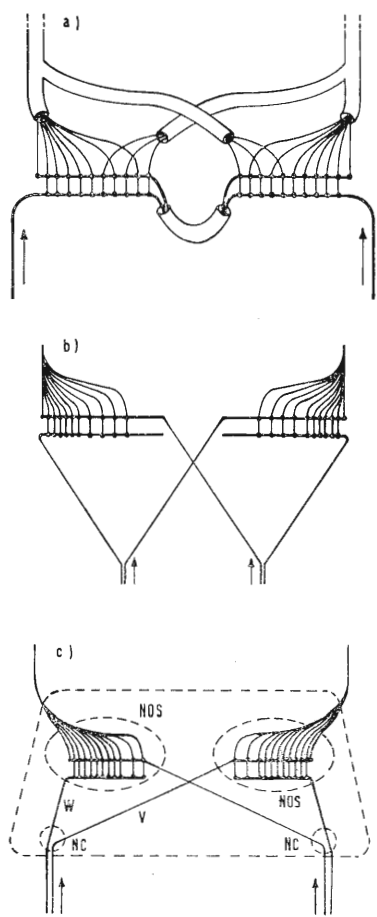
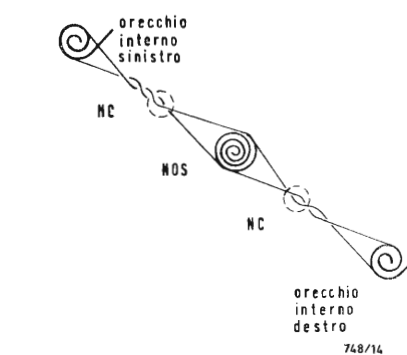
Tornando allo smistamento verso i due lobi temporali, occorre quindi che vi sia una certa zona di sovrapposizione delle medesime informazioni di tempo; per far questo basta inviare al lobo sinistro un poco di più della metà delle uscite, a cominciare dall'estremo opposto al punto di entrata degli impulsi provenienti dall'orecchio destro e viceversa. Non c'è bisogno di una vera e propria duplicazione delle uscite nella zona intermedia centrale: basta prendere uscite sfalsate come indicato in figura 4. Bisogna infatti tener ben presente, ogni volta che abbiamo a che fare con gli impulsi della via acustica, che quello che conta è solo la loro distribuzione statistica; vale a dire che qualsiasi impiego di tali impulsi è sempre basato sulla probabilità di riceverne un numero più o meno grande.

In figura 5 sono mostrati tre modi possibili per dividere il chiasma in due parti, ciascuna delle quali prevalentemente a servizio dell'orecchio opposto.

Il primo modo, indicato con *a*, consiste semplicemente nel tagliare a metà il sistema di ritardo incrociato della fig. 4, e nel raccogliere i vari fili in alcuni cavi di collegamento. Il secondo modo *b* consiste nel duplicare interamente il sistema di ritardo; esso è di gran lunga migliore del primo perchè, evitando il transito obbligato attraverso la prima parte del sistema di ritardo, garantisce ancora il funzionamento, quando si dovesse guastare quella parte, non soltanto per l'orecchio opposto, ma addirittura per entrambi gli orecchi (per i normali angoli d'incidenza). Il terzo modo *c* equivale al precedente, salvo il fatto che il ritardo iniziale della linea alimentata dall'orecchio controlaterale è ottenuto semplicemente con la *maggiore lunghezza* del nervo in arrivo; supponendo che la velocità di propagazione nel nervo sia di 20 m/sec, la differenza fra i tratti *v* e *w* risulta di circa 8 mm. La soluzione *c*, così come si presenta all'esterno delle linee tratteggiate, corrisponde perfettamente a quanto osservato da tempo nei Mammiferi, nei quali la parte *NOS* prende il nome di nucleo olivare superiore, per la sua forma a oliva, mentre la parte *NC*, più piccola, viene chiamata nucleo cocleare, dato che ad essa arriva il nervo acustico proveniente da ciascuna còclea.

Anche qui, nella suddivisione del nervo acustico nelle due direzioni uscenti dal nucleo *NC*, non è detto che occorra una vera e propria duplicazione di cia-

Fig. 6

Fig. 7

scuna fibra. La soluzione più semplice consiste proprio nel contrario, cioè un semplice smistamento tra fibre contigue, delle quali una prende la via verso l'oliva destra, la successiva prende la via per l'oliva sinistra e così di seguito. Rammentando che il nervo acustico presenta le proprie fibre avvolte a spirale (fig. 6), si comprende come anche questo semplice smistamento comporti un certo ingrossamento del nervo, tale e quale come se si volesse smistare un cavo telefonico in due cavi minori, ciascuno di circa 2000 fili, mantenendo la medesima torsione degli strati. La stessa cosa deve ripetersi, più o meno, nei due sistemi di ritardo *NOS*, che naturalmente, data la presenza dei numerosi elementi attivi che li compongono, risulteranno però ancora più voluminosi. Chiarito questo particolare, ci affretteremo a dimenticarlo, per non complicare inutilmente i disegni.

2.4. - Modello di presentazione

A questo punto saltiamo tutte le parti che non ci interessano direttamente, come quelle adibite alla misura del tempo di riconoscimento delle tonalità *F* e *H*, all'eliminazione delle frequenze immagini, alla misura dell'ampiezza per la controreazione verso l'orecchio medio e così via, e cerchiamo di immaginare il sistema di presentazione dell'informazione binaurale. Ci conviene perciò disegnare due zone, per esempio quadrate, sistemate materialmente in due lobi temporali distinti e quindi lontane tra di loro, ma pensabili come se fossero sistemate una adiacente all'altra, anzi sovrapposte una sull'altra per una certa fascia, come indicato in figura 7. Per evitare inutili sforzi mentali, da questo momento in poi ignoreremo anche l'inversione di lato destro e sinistro, tra i lobi temporali e i rispettivi orecchi. Chiamiamo quindi destro (*D*) quel quadrato che rappresenta la zona di presentazione in cui prevale l'immagine di un segnale proveniente da un punto posto alla destra del soggetto e chiamiamo sinistro (*S*) l'altro quadrato. Un segnale debole, percepito dal solo orecchio sinistro, si presenterà quindi in un generico punto *A* sul bordo sinistro dell'intero quadro di presentazione. Un segnale proveniente da un punto posto esattamente davanti al soggetto si presenterà invece sull'asse mediano *m-m*, in un punto *B* più o meno alto, a seconda della sua altezza tonale. In questo secondo caso la posizione dell'immagine risulta dalla *somma* delle due immagini *BS* e *BD*, fornite da ciascun quadrato.

Quest'ultimo fatto basta per farci capire che i lati interni dei due quadrati, quelli cioè che per ciascuno di essi cadono all'interno dell'altro quadrato, *devono* essere per così dire sfumati (il che è facilmente ottenibile, come abbiamo visto in altre occasioni simili, semplicemente diradando sempre più, nel chiasma, i punti di prelievo delle uscite dirette al quadrato che deve *svanire*). Così facendo viene assicurata la continuità di posizione, e soprattutto di intensità, di una certa immagine acustica, man mano che la sorgente cambia l'angolo d'incidenza rispetto al soggetto.

Per chiarire meglio il funzionamento di questo sistema di presentazione, ci sembra opportuno dare un rapido sguardo a un sistema molto simile, situato anch'esso sulla corteccia cerebrale, e addetto alla presentazione ottica sui due lobi occipitali. Negli animali che abbracciano un notevole campo visivo con entrambi gli occhi (esclusi cioè quelli a visione laterale, come gli uccelli, nei quali l'incrocio delle vie ottiche avviene senza il chiasma e l'interpretazione delle informazioni visive può cominciare già nella retina) l'analisi stereoscopica è possibile, per mezzo del chiasma. Questo è infatti l'*unico* punto in cui si possono confrontare facilmente le immagini leggermente diverse, raccolte dai due occhi del soggetto. In ciascun lobo occipitale si viene quindi a formare una immagine ottica, una parte della quale è già tridimensionale (pensabile come se occupasse un certo spessore della corteccia) e che contiene in ogni suo punto le informazioni relative all'intensità e al colore. Le due immagini possono ugualmente, come riportato in figura 7, esser pensate in parte sovrapposte una sull'altra, creando così la sensazione continua del campo visivo, senza che il soggetto s'accorga nè della linea dove finisce la sovrapposizione, nè di quella in cui finisce l'effetto stereoscopico e continua l'immagine piatta.

Il caso stereoscopico ci aiuta a capire alcuni punti di grande importanza. Il primo, il più evidente di tutti, è che il cervello (a livello delle circonvoluzioni) risulta il posto meno adatto per fare un confronto di precisione tra due immagini; il confronto a distanza, tra le zone poste nei due distinti emisferi cerebrali, ci appare chiaramente meno preciso di quello diretto, eseguito mediante un apposito dispositivo di coincidenza (chiasma ottico o acustico). Il secondo punto è che la presentazione finale non può essere del tipo semplice, cioè con un solo parametro (intensità) rappresentato su *due* dimensioni della corteccia: i parametri necessari all'interpretazione delle informazioni possono essere di più e occorre quindi che siano presentati nella forma di volta in volta più adatta al funzionamento del cervello. Tra questi parametri, l'informazione cromatica assume un valore particolare, per la sua grande somiglianza (percentuale delle fibre interessate, allineamento di posizione con gli altri sistemi di percezione associati, necessità del confronto tra fibre dello stesso tipo, minore sensibilità relativa) con la tonalità acustica di tipo *H*.

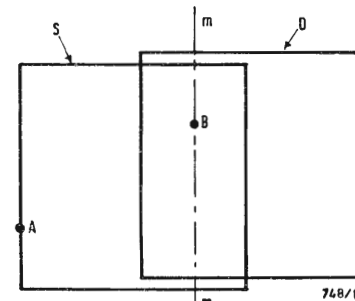
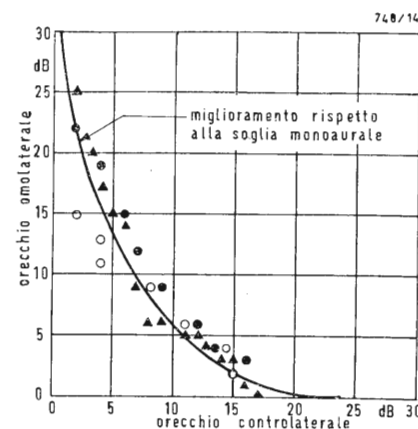



Fig. 8

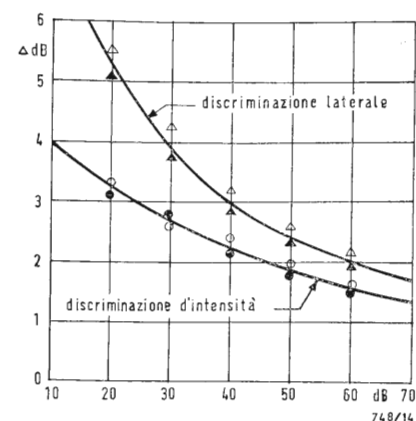



Fig. 9

3. - VERIFICA SPERIMENTALE

La corrispondenza tra la soluzione teorica ora vista e il comportamento pratico del sistema binaurale, può essere controllata con tre distinti gruppi di prove: al primo gruppo appartengono gli esperimenti neuroelettrici, basati sull'osservazione degli impulsi elettrici che compaiono nelle fibre nervose della via acustica, mentre viene applicato un normale stimolo al sistema uditivo del soggetto; il secondo gruppo comprende i veri e propri esperimenti di percezione binaurale, basati sul giudizio statistico di molti soggetti riguardo a particolari stimoli presentati binauralmente; il terzo gruppo raccoglie i risultati dell'esperienza comune, osservabili ogni giorno nell'uso stesso del sistema binaurale.

3.1. - Esperimenti neuroelettrici

È difficile fare un conto dei gatti che hanno sacrificato qualche fibra delle loro vie acustiche sull'altare della scienza. Nel caso degli esperimenti neuroelettrici binaurali, per esempio, sembrerebbe quasi che i vari sperimentatori, in ogni parte del mondo, non avessero alcun altro animale da scegliere per le loro prove. I risultati raggiunti, comunque, sono stati numerosi e importanti; ci limiteremo quindi a ricordarne solo alcuni tra i più significativi (che, come quelli che riporteremo per il secondo gruppo, sono stati eseguiti tutti negli ultimi dieci anni, presso varie Università e Ospedali statunitensi).

Nel 1965 gli esperimenti di J. C. Boudreau su 35 gatti adulti hanno mostrato che gli impulsi di uscita dal nucleo olivare superiore *seguono* la sinusoide del segnale applicato da 100 a 3000 Hz; la forma d'onda di uscita, nel suo insieme, risulta indistorta rispetto alla forma d'onda di entrata.

Nello stesso anno J. L. Hall, sempre con gatti adulti (da 2 a 4 Kg), raggiunge le singole fibre in uscita dal nucleo olivare, mediante microsonde di diametro inferiore a 5 micron, e trova che tali fibre si comportano principalmente in tre modi diversi: 60 fibre (su un totale di 93) rispondono con un maggior numero d'impulsi elettrici quando il segnale controlaterale è più forte o in anticipo rispetto al segnale omolaterale; 20 fibre hanno la massima risposta più o meno quando il segnale binaurale è bilanciato tra i due orecchi; 10 fibre rispondono maggiormente quando il segnale controlaterale è più debole o in ritardo.

Ancora nel 1965, gli esperimenti (non esattamente neuroelettrici) di F. B. Simmons, limitati a 3 gatti, riguardano il meccanismo della controreazione nell'orecchio medio con stimoli binaurali. Applicando binauralmente impulsi di circa 250 ms, si trova che la controreazione comincia allo stesso livello del caso monaurale quando le frequenze, che formano gli impulsi applicati ai due orecchi, sono molto diverse tra di loro; quando invece le due frequenze distano meno di 0,1 ottava, la soglia di controreazione migliora rispetto alla somma dei due stimoli, come indicato in figura 8. Il diagramma si riferisce a una frequenza di 1000 Hz e alla soglia d'intervento del muscolo tensore del timpano; la misura sullo stapedio (muscolo del collegamento tra il martello e la staffa), nel quale la sensibilità è più grande, risulta invece meno precisa.

A livello molto alto, cioè superiore a 100 dBa (livello in dB rispetto alla potenza acustica di riferimento 1pW/m²), la controreazione binaurale torna uguale a quella monaurale. In altre parole, quando uno stimolo acustico viene ricevuto a medio livello con entrambi gli orecchi, il circuito di controreazione comincia a funzionare *prima*; ma se uno stimolo molto forte arriva a un orecchio solo, mettendo in pericolo la membrana stessa del timpano, la controreazione monaurale è sufficiente a dare il *massimo* comando per ridurre l'ampiezza dell'onda, come se lo stimolo fosse applicato binauralmente.

3.2. - Esperimenti di percezione

L'ascolto d'una coppia di segnali per mezzo di una cuffia biauricolare dà luogo quasi sempre alla percezione di un suono la cui posizione apparente si trova *dentro* alla testa del soggetto. Lo spostamento di tale posizione verso uno dei due orecchi prende il nome di *lateralizzazione.*

Gli esperimenti di L. F. Elfner (1967) riguardano l'influenza del livello sulla discriminazione *laterale* d'ampiezza, definita dalla minima differenza d'ampiezza necessaria a riconoscere la lateralizzazione della sorgente apparente. I risultati, raccolti nel diagramma in figura 9, mostrano che la discriminazione laterale segue lo stesso andamento della semplice discriminazione d'ampiezza monaurale. Vale a dire che la sensibilità allo sbilanciamento del segnale tra i due orecchi è circa uguale alla sensibilità nei riguardi della variazione d'ampiezza in un solo orecchio o della variazione in entrambi (ma nello stesso senso). In tutti questi casi la discriminazione *migliora* aumentando il livello del segnale.

Dagli esperimenti di J. V. Tobias (1959) risulta, analogamente, che la discriminazione laterale di sfasamento *migliora* aumentando la durata del segnale, come indicato in figura 10. La costante di tempo della curva è di circa 250 ms (uguale cioè alla costante di tempo d'integrazione tra gli impulsi, relativa alla percezione dell'intensità); la discriminazione dei segnali lunghi è inferiore a 6 μs. Il sistema binaurale risulta così in grado d'apprezzare differenze di tempo, tra segnali uguali e applicati ai due orecchi con ritardo variabile, dell'ordine di qualche microsecondo.

L'esperimento di W. R. Thurlow (1959) riguarda un interessante aspetto della lateralizzazione: lo spostamento verso

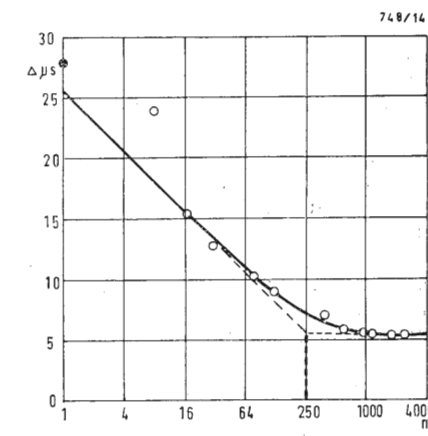



Fig. 10

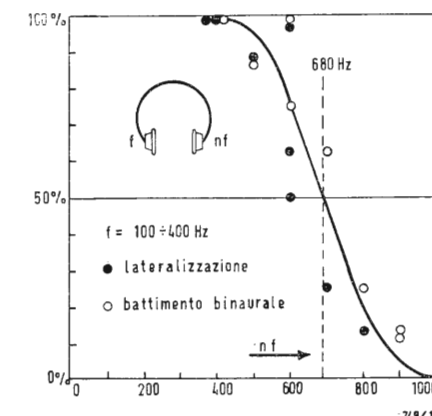



Fig. 11

il centro della testa di una sorgente apparente, dovuto a un tono di frequenza *diversa* applicato nell'orecchio opposto. Se la differenza di frequenza è piccola, è stata notata anche la comparsa di una seconda sorgente vicino al centro della testa; se le frequenze sono entrambe molto basse (200 Hz), l'effetto viene percepito come l'occupazione di una regione piuttosto *larga.* L'effetto sparisce quando la differenza tra le due frequenze è maggiore della separazione tonale (nella percezione monaurale); esso ritorna, tuttavia, quando una frequenza è multipla dell'altra. In questo ultimo caso l'effetto è osservabile nelle stesse condizioni e negli stessi soggetti nei quali si verifica il battimento binaurale; i risultati relativi a 8 prove distinte, su ciascuna delle 4 frequenze minori, sono raccolti in figura 11. La frequenza di 680 Hz, che rappresenta abbastanza bene il limite superiore del fenomeno, corrisponde all'inverso di un tempo doppio del ritardo totale nel chiasma acustico (1,47 ms).

Un altro esperimento di Thurlow (1965) si riferisce alla separazione angolare di due sorgenti, poste a circa un metro di distanza dal soggetto, che generano entrambe una serie d'impulsi uguali, ma in tempi alterni. I risultati di questo esperimento possono essere riassunti dicendo che la separazione angolare *peggiora* di parecchi gradi passando da un ritmo di 2 imp/sec a 14 imp/sec in ciascuna sorgente; la separazione sparisce (le due sorgenti non sono più sentite come separate nello spazio) se il secondo impulso segue il primo con ritardo minore di 10 ms e l'angolo tra le due sorgenti è minore di 20°; se la separazione di tempo e di spazio è maggiore di questi limiti, il secondo impulso viene *tirato* spazialmente verso il primo; se il ritmo è abbastanza veloce (20 imp/sec) e la separazione angolare è modesta, si osserva la comparsa di una *terza* sorgente in un punto intermedio alle altre due; se infine il soggetto ascolta una sola delle sorgenti e il ritardo tra i due impulsi di ciascuna coppia è minore di 104 ms, viene percepito un numero *doppio* d'impulsi rispetto al numero effettivamente generato in quella sorgente.

Gli esperimenti di I. Pollack (1959) possono darci un'idea del comportamento del sistema binaurale nei riguardi della *correlazione* (o grado di coerenza) tra i segnali applicati ai due orecchi di un soggetto. Prendendo come risultato utile quello che si ripete almeno per il 75% delle prove, la correlazione 1 (segnali uguali e in fase tra i due orecchi) viene riconosciuta per il rumore bianco (usato in questo caso come un vero e proprio segnale), rispetto alla correlazione —1 (segnale uguale e fase opposta nei due orecchi), a partire dal livello di 70 dBa. In figura 12 è indicata l'immagine acustica corrispondente ai due casi di percezione. Applicando, ad alto livello, tre rumori incoerenti *A*, *B* e *C*, si ottengono le varie immagini schematizzate in fig. 13. Dagli esperimenti risulta che la presenza di un rumore incoerente viene riconosciuta quando la potenza di tale rumore è almeno 1/10 di quella coerente; per riconoscere l'inversione di fase di un rumore occorre invece che questo abbia potenza almeno uguale a quella incoerente; invertendo i fili in un solo auricolare, infine, il risultato degli esperimenti non cambia.

Chiudiamo il paragrafo ricordando i recenti esperimenti di Thurlow (1967) sui movimenti della testa, osservati su 50 soggetti ai quali era stato chiesto di riconoscere la direzione di provenienza di un segnale. In una buona metà dei soggetti si notano rapidi movimenti di rotazione, specialmente intorno all'asse verticale, *nello stesso verso* della sorgente e con ampiezza di circa 20°. Alcuni soggetti ripetono più volte il medesimo movimento durante la presentazione del segnale. Tali movimenti, nel loro insieme, migliorano statisticamente il riconoscimento della direzione del suono, soprattutto quando occorre distinguere tra avanti e dietro.

3.3. - Altri esperimenti

I risultati pratici di quest'ultimo gruppo di esperimenti, per il fatto di appartenere alla comune esperienza quotidiana, potrebbero essere riassunti in poche parole, elencando semplicemente i rispettivi fenomeni; ne approfitteremo, quindi, per chiarire ulteriormente il meccanismo della percezione binaurale, in base alle operazioni che vengono eseguite di volta in volta.

Il *rapporto segnale-disturbo*, per cominciare, migliora nettamente quando il disturbo proviene da una direzione diversa rispetto al segnale; occorre precisare che l'orientamento migliore della testa, in tal caso, è quello che riesce ad *allontanare* maggiormente l'immagine del disturbo dall'immagine del segnale sul quadro di presentazione acustica. Tale orientamento, che ciascuno di noi cerca in pratica per tentativi, conduce spesso a una posizione della testa che può sembrare a prima vista strana: senza rendercene conto cerchiamo infatti di evitare, tra l'altro, che l'asse passante per i due orecchi si trovi ad angoli quasi uguali con le due direzioni di provenienza.

Il miglioramento rispetto alla percezione monaurale è particolarmente evidente quando il disturbo è più forte del segnale, mentre le frequenze interessate sono molto vicine e difficilmente separabili (caso del mascheramento monaurale).

Un caso estremo della separazione binaurale è quello della comune ricezione telefonica in presenza di persone che parlano nello stesso ambiente; il fatto che la maggioranza dei soggetti *non* sentano il bisogno di chiudere l'orecchio libero, dimostra che la separazione

Fig. 12

Fig. 13

delle due immagini è in generale sufficiente; se però il livello del segnale acustico all'uscita del ricevitore telefonico è *molto* più debole del disturbo presente nell'orecchio libero, il fatto di chiudere con una mano quest'ultimo diventa naturale: così facendo non solo si diminuisce la controreazione in entrambi gli orecchi, provocata dal disturbo, ma si riduce anche il numero delle false coincidenze, che nel caso di un disturbo molto forte in un orecchio vanno a impoverire l'immagine corrispondente all'orecchio opposto.

Il *rapporto segnale-rumore* interviene nel caso di molti disturbi, distribuiti in una vasta gamma di frequenze, e provenienti da tutte le direzioni. L'immagine di un segnale, in presenza di questo rumore di fondo, *emerge* più facilmente nella percezione binaurale che non in quella monaurale, per il semplice fatto che l'energia totale del rumore si distribuisce in una vasta immagine a due dimensioni (frequenza e ritardo binaurale), mentre quasi tutta l'energia del segnale (tranne cioè la parte perduta a causa delle false coincidenze) si concentra in un'immagine ristretta, in qualche punto del quadro di presentazione. L'aumento del rapporto segnale-rumore raggiunto per mezzo della percezione binaurale può arrivare fino all'ordine di 15 dB.

Possiamo ritenere che un uguale miglioramento, ottenuto in modo analogo, venga applicato al rumore di fondo dello stesso sistema di percezione, dovuto all'emissione spontanea dei rivelatori, i cui impulsi, specialmente nel sistema *FO*, non sono tutti eliminabili nella rete di coincidenza dell'orecchio interno.

La *selezione*, cioè la scelta volontaria, da parte del soggetto, di un certo segnale facente parte di un miscuglio di segnali percepiti nello stesso tempo, non deve essere confusa con il rapporto segnale-disturbo, sebbene in entrambi i casi la percezione binaurale contribuisca al miglioramento offrendo una dimensione in più, rispetto alla semplice separazione delle frequenze. Mentre il rapporto segnale-disturbo, in sostanza, riguarda soprattutto la possibilità di percepire un segnale debole in presenza di un disturbo più o meno forte, la selezione consiste essenzialmente nel *seguire* con l'attenzione un certo segnale in mezzo agli altri. Il potere selettivo dell'orecchio, quindi, rappresenta qualcosa di ben diverso della semplice selettività (di frequenza) di un filtro passa-banda: esso non si basa soltanto sulle due coordinate del quadro di presentazione, ma anche su tutte le altre qualità della sensazione acustica, sia accessorie che caratteristiche. Il fischio dell'arbitro, per esempio, pur nelle confusione (acustica) di una partita di calcio, risulta in generale ben riconoscibile nel quadro di presentazione, a causa della sua altezza e della sua variazione caratteristica di livello; la sua immagine equivale all'accensione intermittente di una lampada, a ritmo veloce, in una zona del quadro relativamente in ombra, cioè nel modo e nel punto più adatti a richiamare l'attenzione.

La *localizzazione*, cioè il riconoscimento del punto di provenienza di un segnale acustico, si basa in parte sulle qualità accessorie del segnale stesso (alcune delle quali introdotte nell'ultimo tratto del percorso dell'onda in arrivo, a seconda dell'angolo che l'onda forma con il padiglione dell'orecchio esterno) e in parte sulla percezione binaurale. Per farci un'idea del modo in cui il sistema binaurale contribuisce alla localizzazione della sorgente sonora, dobbiamo procedere, facendo appello alle nostre riserve d'immaginazione, a una temporanea modifica del quadro di presentazione acustica, che finora ci siamo figurato più o meno nella forma di uno schermo piano, formato da due quadrati parzialmente sovrapposti. Lo schermo rettangolare ci permetteva, con le sue coordinate (quella orizzontale dello sfasamento e quella verticale della frequenza), di *vedere* facilmente la posizione di una generica immagine acustica. Di queste due coordinate, abbandoniamo per il momento la seconda e trasformiamo opportunamente la prima, quella dello sfasamento binaurale, in modo che il risultato dell'operazione sia ancora una superficie. Supponiamo in altre parole che il quadro, una volta ridotto al solo segmento di base (sul quale l'unica informazione chiaramente visibile, per ogni immagine acustica, è la posizione tra i due estremi), venga nuovamente dilatato, ma con quell'unica informazione. Possiamo pensare per esempio a un tubicino di gomma molto elastica, se questo ci aiuta, teso inizialmente tra due punti fissi e gonfiato poi fino a formare un palloncino di dimensioni parecchio maggiori della distanza tra i due punti fissi. Tali punti, che restando fissi si troveranno all'interno del palloncino, possono essere immaginati infine come gli orecchi stessi del soggetto.

Ciascun punto del segmento di partenza, così facendo, si è trasformato in un anello perpendicolare all'asse passante per i due orecchi, che potremmo disegnare sul palloncino come sono disegnati i paralleli sopra a un mappamondo. Ma se teniamo ben presente il metodo seguito per la trasformazione, ci accorgiamo che i vari punti di ciascun anello non sono altro che uno stesso punto del segmento di partenza; sul palloncino mancano cioè i meridiani, dato che il sistema binaurale non è in grado di darli.

Procediamo ora alla graduazione dei paralleli principali; il più grande tra questi (che possiamo chiamare equatore, perchè divide il modello in due parti uguali) corrisponde allo sfasamento zero tra i due orecchi; al posto della fascia tropicale troviamo poi la zona di sovrapposizione dei due emisferi, necessaria al-

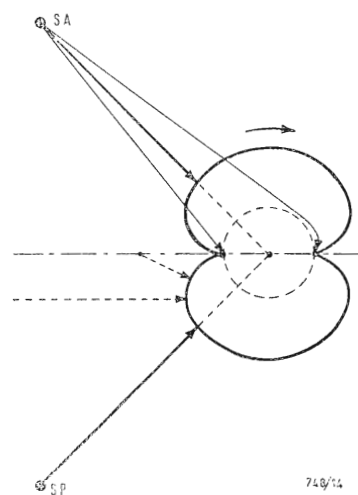



Fig. 14

la saldatura e alla corretta centratura dell'equatore stesso, definita dal tempo massimo di sfasamento che in ciascun emisfero è controllato da *entrambi* i nuclei olivari superiori; un parallelo notevole è quindi quello che si trova alla massima distanza dal piano equatoriale (che potrebbe anche essere chiamato circolo polare destro o sinistro, a seconda del lato rispetto al soggetto), in corrispondenza a circa 0,6 ms di sfasamento rispetto all'equatore; ciascuno dei due punti sull'asse, infine, rappresenta il polo di massimo sfasamento in un senso o nell'altro, pari a poco più di 0,7 ms rispetto all'equatore.

Il fatto che un palloncino del genere non si trovi materialmente nè all'interno nè all'esterno della nostra testa, non ha molta importanza; con un poco d'attenzione possiamo infatti convincerci che, qualunque sia la reale disposizione della zona di presentazione sulla corteccia cerebrale, o altrove, l'interpretazione dei dati relativi al solo sfasamento può essere svolta *esattamente come se essi si trovassero disposti sul modello*, dato che nel modello modificato ora visto non c'è niente di più di quanto non sia già presente nella reale zona di presentazione.

A questo punto le comuni esperienze di localizzazione, per quanto riguarda il contributo del sistema binaurale, diventano abbastanza chiare. Tra queste ricordiamo il fatto di mantenere con facilità la localizzazione d'una sorgente, in modo del tutto automatico (meglio di quanto non avvenga nella percezione ottica), mentre muoviamo rapidamente la testa in qualunque verso; nonchè il fatto che qualche piccola rotazione della testa, quando il soggetto vuole distinguere tra avanti, alto e dietro, sia utile nei casi in cui le qualità accessorie risultino insufficienti. Quest'ultimo accorgimento è illustrato nell'esempio in figura 14. Se la testa dell'ascoltatore, il cui modello modificato è disegnato visto da sopra, viene ruotata verso destra e il parallelo interessato si sposta verso l'equatore, si tratta di una sorgente posteriore *SP*; uno spostamento del parallelo verso il polo indica invece la presenza di una sorgente anteriore *SA*.

Per chiudere l'argomento, ci limitiamo a ricordare un fatto molto comune, legato alla valutazione della distanza: quando un soggetto vuole apprezzare la distanza di una sorgente piuttosto vicina, si orienta in modo da presentare un orecchio alla sorgente. In questo modo lo sfasamento può superare il circolo polare del modello, permettendo così la valutazione diretta della distanza, in base all'*aumento* del ritardo (teorico) tra un orecchio e l'altro, rispetto al caso di un'onda proveniente da un punto molto lontano in quella medesima direzione (uguale a 0,6 ms).

La *lateralizzazione*, anzichè un caso particolare della localizzazione, ci sembra da classificare come un caso patologico. In certe condizioni particolari, infatti, anche un soggetto normale percepisce qualche suono come se fosse generato all'interno della sua testa, molto spesso verso uno dei due lati; questo accade per esempio nel comune fischio spontaneo dell'orecchio, caratterizzato da una tonalità nitida e da una durata di pochi secondi, oppure nel ronzio corrispondente alla zona *FO* più alta, abbastanza simile a un coro di cicale, caratterizzato da una tonalità diffusa, una persistenza molto più lunga e una intensità generalmente minore.

Analogamente, quando un'apparecchiatura stereofonica collegata a una cuffia biauricolare d'ottima qualità, invece di riprodurre la posizione della sorgente nella direzione e alla distanza giusta, non riesce neppure a farla *uscire* dalla testa dell'ascoltatore, possiamo dire che la parte elettronica ha bisogno ancora di cure.

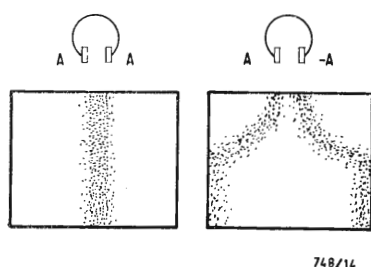
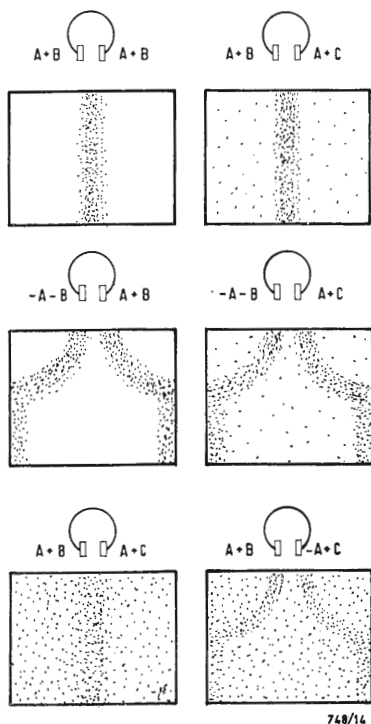
Il *volume*, comunemente confuso con il livello sonoro, rappresenta quell'aspetto del segnale acustico legato alla distribuzione delle sorgenti nello spazio. In questo senso il volume aumenta, per esempio, quando la stessa potenza sonora è divisa tra più altoparlanti, creando in generale un miglioramento dell'effetto globale. Nel caso elementare di due sorgenti con angoli d'incidenza diversi, che emettano esattamente lo stesso segnale, l'immagine acustica risultante si presenterà divisa in due zone del quadro, con un certo numero di false immagini qua e là. In generale, specialmente se la potenza sonora è alta e se non si richiede la localizzazione della sorgente, questa immagine appare quindi più riposante per l'ascoltatore.

Un risultato analogo si ha pure quando i segnali sono più di due e *quasi* uguali tra di loro, come nel caso di un coro; l'immagine acustica si estende allora in una fascia che abbraccia tutta la larghezza del quadro, con il massimo del volume e il minimo d'intensità in ciascun punto.

La *sicurezza* di funzionamento raggiunta nel sistema binaurale può essere valutata meglio pensando all'intero sistema di percezione come se si trattasse di un'apparecchiatura di ricezione militare. Per poter captare segnali provenienti da ogni lato, un sistema monaurale dovrebbe avere il ricevitore di tipo onnidirezionale e sistemato in modo opportuno, per esempio sulla cima di un'antennina sporgente dalla testa, il che lo renderebbe facilmente vulnerabile a qualsiasi *colpo di mano* del nemico. Molto più sicura è una posizione interna, scavata profondamente nella testa e comunicante con l'esterno mediante una galleria; già questo fatto richiede automaticamente il raddoppio dei ricevitori, ciascuno dei quali deve coprire il campo lasciato in ombra dall'altro. Una volta protetta in questo modo la parte periferica del sistema, è bene premunirsi contro un eventuale guasto (o sabotaggio) che si verifichi nella parte centrale: occorre quindi duplicare anche quest'ultima. Ma per sfruttare in pieno le possibilità offerte dai due ricevitori e i due quadri di presentazione, è opportuno l'invio a entrambi i quadri delle informazioni raccolte da ciascuno dei due ricevitori: arriviamo così al sistema binaurale vero e proprio.

A questo punto è chiaro che lo smistamento delle informazioni non deve avvenire in qualche punto centralizzato, ma in due stazioni intermedie distinte, una per ciascun quadro di presentazione. Tutto ciò corrisponde perfettamente, in base alla figura 5c, all'organizzazione del sistema uditivo binaurale. Osservando attentamente la stessa figura vediamo che il sistema binaurale (teorico) fa ancora qualcosa di più: mantiene *completamente* separata la rete dei collegamenti di un quadro dalla rete dell'altro. In altre parole, esistono due stazioni riceventi periferiche (i due orecchi interni) e due stazioni centrali d'arrivo (le zone temporali), ma non c'è neppure una informazione che non venga controllata almeno una volta prima d'essere spedita a una stazione centrale, come non c'è neppure un filo di collegamento che sia messo a servizio di entrambe le centrali d'arrivo.

Il sistema binaurale, infine, risulta realizzato in modo *compatibile* con il funzionamento monaurale; vale a dire che esso si basa sulle medesime soluzioni tecniche che porterebbero al miglior funzionamento del sistema monaurale, se questo fosse progettato da solo; e che ci sono tutte le premesse (tenendo conto della capacità di adattamento, del sistema nervoso in genere, alle mutate condizioni di lavoro) per permettere alle parti che restano in funzione, mediante il loro graduale sviluppo, di compensare in buona misura l'eventuale disservizio permanente di una parte qualsiasi, nell'intero sistema di percezione.

A.

dott. ing. A. Contoni

Un preamplificatore doppio di elevate prestazioni*

Distorsione armonica < 0,1% a 1 kHz; banda passante 20 Hz ÷ 100 kHz entro - 1 dB; tempo di salita < 2 μs a 20 kHz.
Per quanto il preamplificatore qui descritto non sia recentissimo, non faccia uso di circuiti integrati e impieghi transistori al germanio, esso sostiene sempre vantaggiosamente il confronto con le più recenti realizzazioni del commercio, la miglior prova essendo i risultati delle misure effettuate sul campione.
Inoltre, poichè la sua messa a punto e la sua filatura sono molto facilitate da una basetta a circuiti stampati, pensiamo che numerosi lettori della Rivista s'interesseranno alla descrizione di uno schema « senza grane », avendo fatto la prova del perfetto funzionamento nel corso di un vasto esercizio pratico.

1. - PRINCIPIO

Si può difficilmente immaginare uno schema più semplice di quello di fig. 1, il quale, pur impiegando solo tre transistori, arriva a rispondere ai requisiti imposti ad un tempo dalla correzione della caratteristica di registrazione R.I.A.A. e dai classici controlli di tono, indispensabili in tutta la catena hi-fi.

Come ci si rende conto esaminando lo schema, le soluzioni adottate sono le più classiche: uso di una rete di controreazione selettiva fra i due primi stadi e impiego di circuiti derivati dallo schema Baxandall al livello del transistore di uscita.

Alcuni particolari meritano di attrarre l'attenzione. Così, per aumentare l'impedenza di entrata di T_1, si fa uso di un circuito meglio noto come « bootstrap » comprendente il condensatore C_3 disposto fra i circuiti di emettitore e di base del primo transistore.

(*) *Toute l'Electronique*, novembre 1968 n. 330, pag. 451.

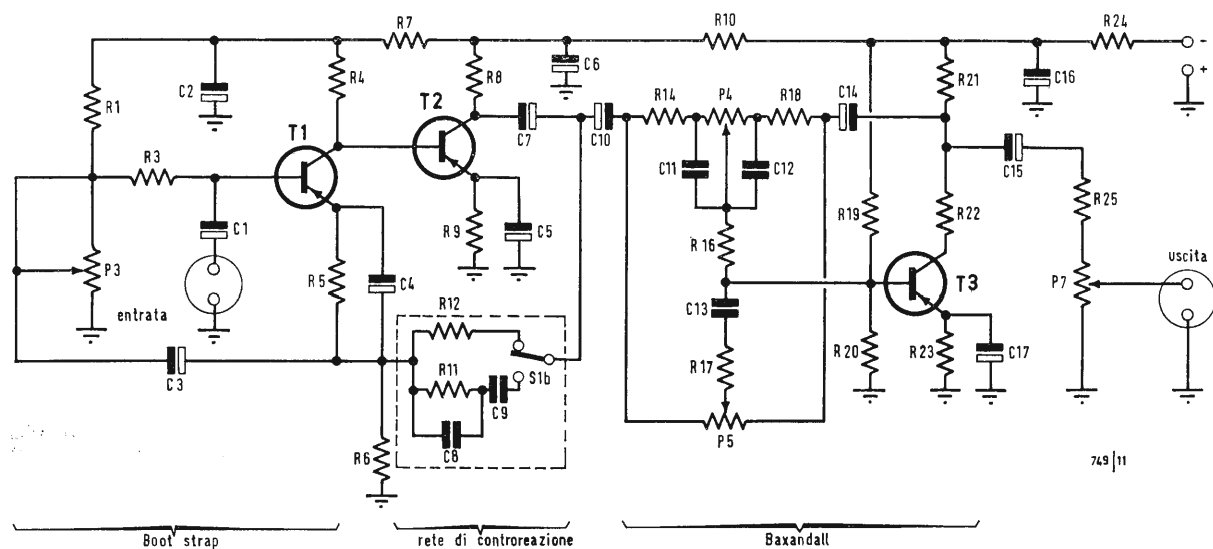



Fig. 1 - Schema di principio del preamplificatore a 3 soli transistori p-n-p per canale.

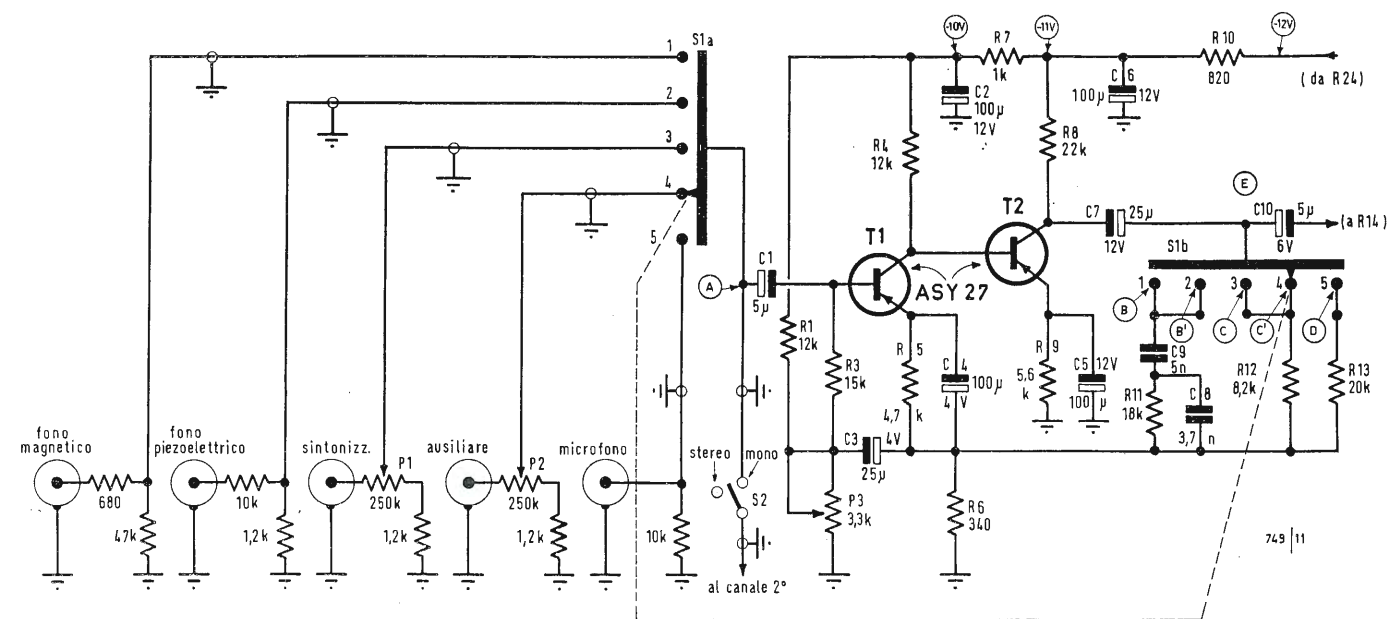



Fig. 2a - Particolare dei circuiti di entrata.

Sempre al livello di questo stadio, si nota la presenza del potenziometro P_3 per la regolazione della polarizzazione di base di T_1 e permettente di influire, al momento della messa a punto, sulla simmetria di tosatura dei segnali di grande ampiezza. Si noti anche l'accoppiamento diretto fra il collettore di T_1 e la base di T_2, disposizione che elimina gli sfasamenti alle frequenze bassissime.

La sensibilità e la risposta in frequenza dei primi due stadi sono definite da un circuito di controreazione; questa, disposta tra i circuiti di collettore di T_2 e di emettitore di T_1, comprende elementi di tipo R, C, la scelta dei quali, effettuata per mezzo del contattore S_{1b}, permette di rendere il circuito di controreazione selettivo oppure aperiodico..

Così, nel primo caso, corrispondente alla risposta in frequenza lineare, una semplice resistenza R_{12} il cui valore definisce il tasso di controreazione e quindi la sensibilità del circuito, si trova inserita nella rete di controreazione; nel secondo caso invece, si è ricorso ad una rete più complessa (R_{11}, C_8, C_9), grazie alla quale è notoriamente possibile dare al preamplificatore una curva di riposta, che compensa la caratteristica di incisione R.I.A.A. Si segnala, a questo proposito, che si potrebbe perfettamente ridurre il preamplificatore a questi primi due stadi, poichè l'ampiezza dei segnali presenti sul collettore di T_2 sono sufficienti per alimentare l'entrata di un amplificatore di potenza. Infatti, quando i potenziometri P_4 e P_5 dello stadio correttore di timbro (T_3) sono in posizione centrale, il guadagno di T_3 essendo praticamente unitario, si dispone sul collettore di T_3 di segnali dello stesso valore di quelli presenti al collettore di T_2. Questa situazione cambia evidentemente quando si variano le posizioni dei cursori di P_4 e P_5, il che comporta, secondo i casi, un indebolimento o un rinforzo dei segnali alle frequenze estreme dello spettro di A.F.

2. - LO SCHEMA

Ben poche elaborazioni distinguono lo schema pratico delle fig. 2a e 2b da quello teorico di fig. 1.

In primo luogo, si nota subito il contattore S_{1a}, posto prima di T_1, con il quale è possibile collegare l'entrata del preamplificatore (fig. 2a) ad una delle cinque sorgenti di modulazione seguenti, la sensibilità indicata delle quali corrisponde alla tensione di uscita di 400 mV_{eff}:

1 - Fonorivelatore magnetico (2,5 mV; Z_i = 47 kΩ) R.I.A.A.
2 - Fonorivelatore ceramico (25 mV; Z_i = 10 kΩ) R.I.A.A.
3 - MF (10 mV ÷ 2 V; Z_i = 250 kΩ) lineare
4 - Ausiliare (10 mV ÷ 2 V; Z_i = 250 kΩ) lineare
5 - Microfono (1 mV; Z_i = 10 kΩ) lineare.

A questo proposito, precisiamo che le sensibilità delle entrate « MF » e « Aux. » sono regolabili rispettivamente per mezzo dei potenziometri P_1 e P_2, per tener conto delle variazioni (spesso notevoli, da un fabbricante all'al-

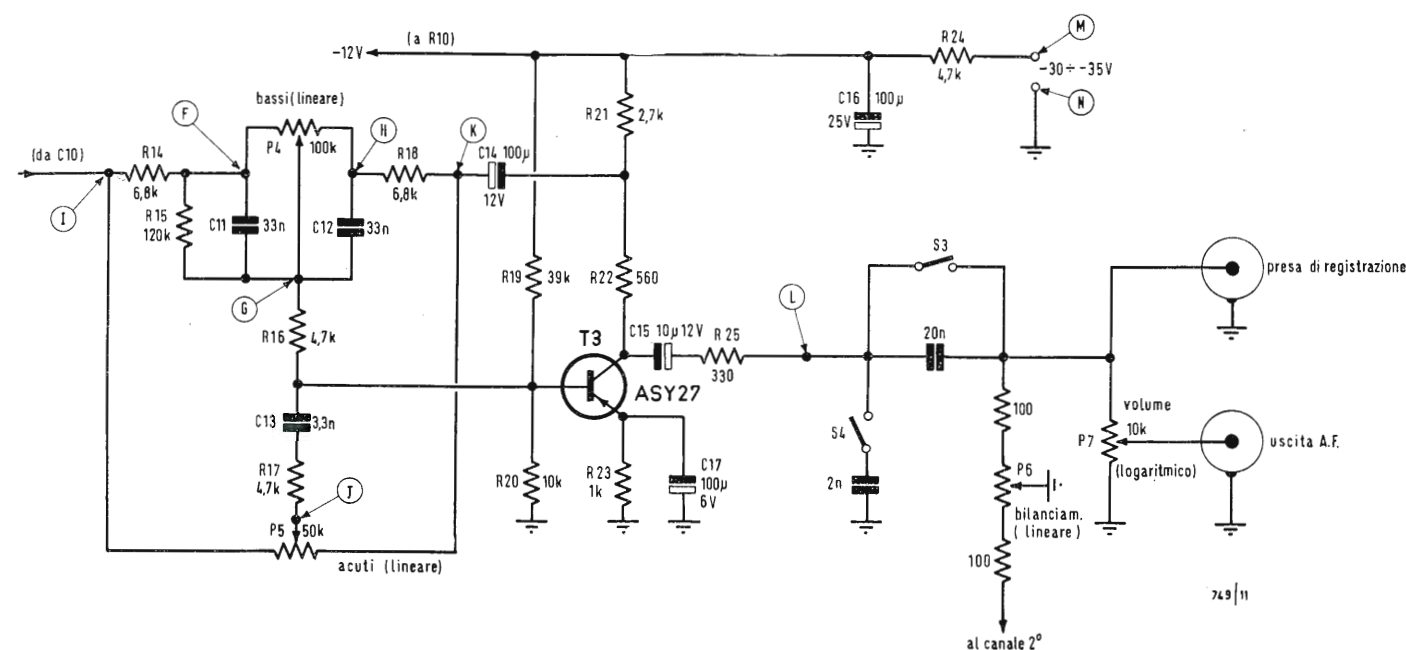



Fig. 2b - Stadio di correzione dei toni e circuiti di uscita del preamplificatore.

tro) caratterizzanti le ampiezze dei segnali disponibili all'uscita degli apparecchi (sintonizzatori e magnetofoni) previsti da collegare a dette entrate.

Riguardo alle entrate « fono », si nota che quella riservata ai fonorivelatori magnetici è adatta a tutte le capsule, l'induttanza delle quali sia compresa fra 300 e 1500 μH; quanto all'ingresso « fono ceramico », essendo caricata da resistenza di piccolo valore, essa permette, secondo una tecnica ben nota, di trasformare i fono rivelatori a tensione di uscita proporzionale all'ampiezza della registrazione in fonorivelatori a tensione di uscita proporzionale alla velocità di registrazione, regolarizzando perfettamente la loro curva di risposta.

Precisiamo che su queste due entrate, la correzione di frequenza operata da C_8, C_9 e R_{11} (selezionati da S_{1b}) è conforme allo standard R.I.A.A., che essa segue entro ± 0,5 dB. Nelle altre posizioni, la risposta in frequenza è lineare; si segnala tuttavia che la sensibilità è ridotta nelle posizioni « Sintonizzatore » e « Aux. » (tasso di controreazione più forte), mentre essa è massima in posizione « Micro », perchè la resistenza R_{13} inserita in circuito in questo caso è di valore più alto (20 kΩ invece di 8 kΩ).

E' al livello del circuito di base di T_1, che è disposto il contattore « Mono-Stereo » S_2, che realizza o no la messa in parallelo dei due canali (caso di impianto stereo, canali separati) e che permette così l'eccitazione simultanea dei due canali mediante un generatore di modulazione monofonico.

In fig. 2a sono riprodotti i circuiti corrispondenti al correttore di timbro di tipo Baxandall e ai vari comandi di equilibratura e di guadagno, senza dimenticare i filtri di taglio dei bassi e degli acuti, messi in circuito dai contattori S_3 e S_4. Questi filtri, molto semplificati, permettono di tagliare sia le frequenze basse (inserzione in circuito di un condensatore di piccolo valore in serie al collegamento ai terminali di uscita), sia le frequenze alte (applicazione di un condensatore in parallelo alla linea di uscita) e di eliminare eventualmente i rumori a bassissima frequenza (« rombo » di un giradischi ad es.) o il crepitio risultante dall'audizione di un disco un poco « maltrattato ».

Posti all'uscita di T_3, questi filtri sono situati a monte del controllo di bilanciamento costituito da P_6, con il quale è possibile effettuare l'equilibratura dei segnali disponibili in ciascun canale (caso di un impianto stereofonico); essi precedono il controllo di guadagno (P_7), che impiega un potenziometro di piccolo valore (10 kΩ), il cui cursore è direttamente collegato alla boccola di uscita di bassa frequenza. Si noti la presenza di una presa di registrazione collegata al punto caldo del potenziometro P_7 e che permette di inviare all'entrata di un magnetofono segnali di ampiezza costante, qualunque sia la posizione del cursore di P_7.

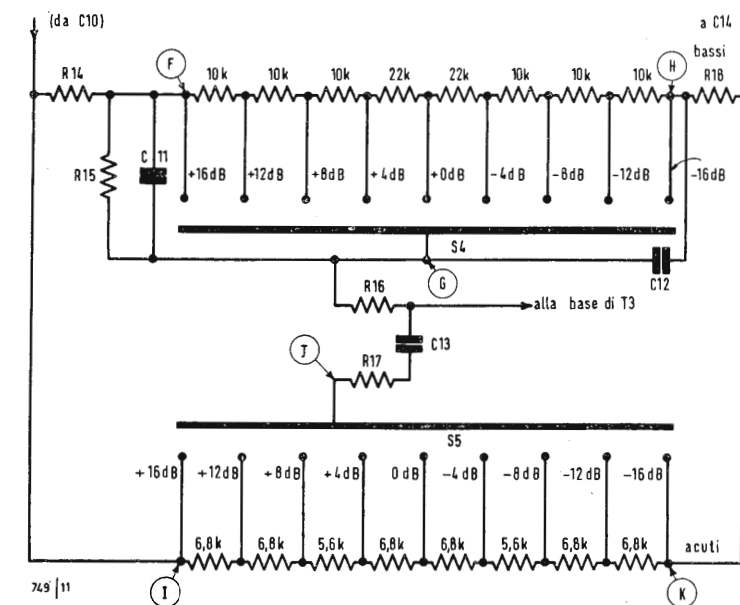



Fig. 3 - I regolatori dei bassi e degli acuti devono essere costruiti preferibilmente mediante contattori (variazione a scatti dei toni).

Data l'incertezza di trovare il punto centrale dei potenziometri P_4 e P_5 corrispondente ad una risposta lineare in frequenza, si ha interesse a sostituire P_4 e P_5 con due comandi a contattori (S_4 e S_5 in fig. 3), che consentono un incremento, o un'attenuazione, a scatti calibrati, delle frequenze alte e basse. Tenuto conto dei valori adottati, ciascuno di questi scatti corrisponde alla variazione di 4 dB, cifra determinata in funzione della curva di sensibilità dell'orecchio e traducentesi in un rinforzo (o in una attenuazione) progressivo ed equilibrato.

L'efficienza dei controlli di timbro ottenuti secondo questo principio è illustrato dalle curve di fig. 4. Si precisa che in posizione centrale la risposta è lineare e si estende da 20 Hz a 50 kHz entro — 0,5 dB.

3. - COSTRUZIONE - CONSIGLI PRATICI

Sebbene nulla si opponga a che il preamplificatore sia cablato in modo classico, si ha tutto l'interesse a disporre i componenti su un circuito stampato, il cui disegno in scala 1:1 è dato in fig. 5. Si evitano così le noie al momento della messa a punto, poichè gli elementi costitutivi sono stati disposti in modo da evitare gli accoppiamenti parassiti, fonti di innesco, d'instabilità e di diafonia, specialmente in caso di un circuito stereofonico.

Come si può rilevare dalla fig. 5, è stata osservata una simmetria rigoro-

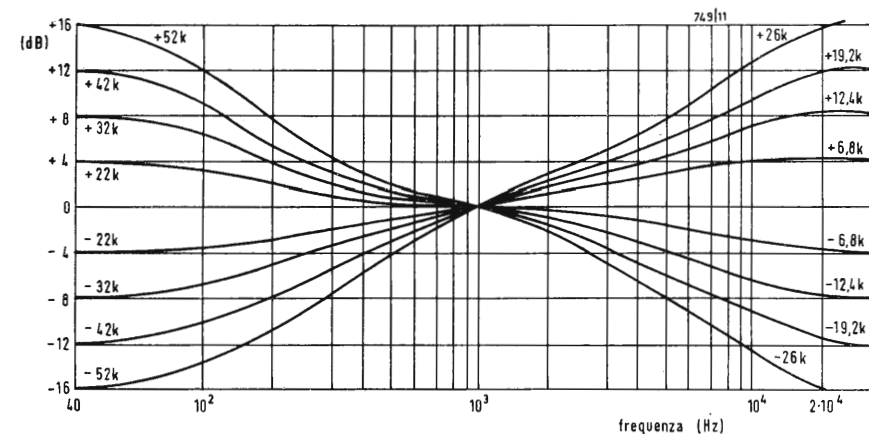



Fig. 4 - Curve di azione dei correttori di tono a scatti calibrati di fig. 3.

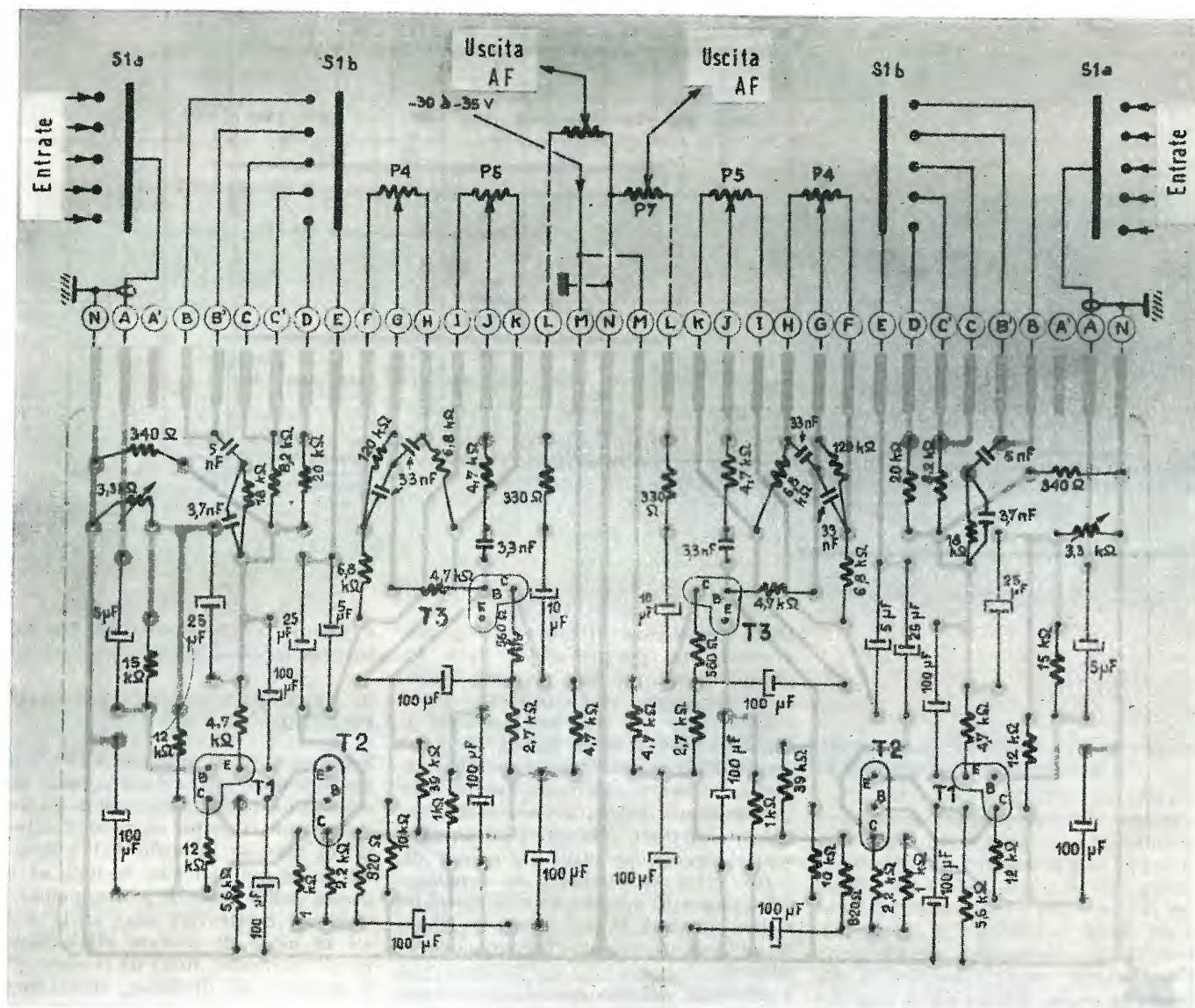



Fig. 5 - Disegno in grandezza naturale del circuito stampato usato per il preamplificatore doppio.

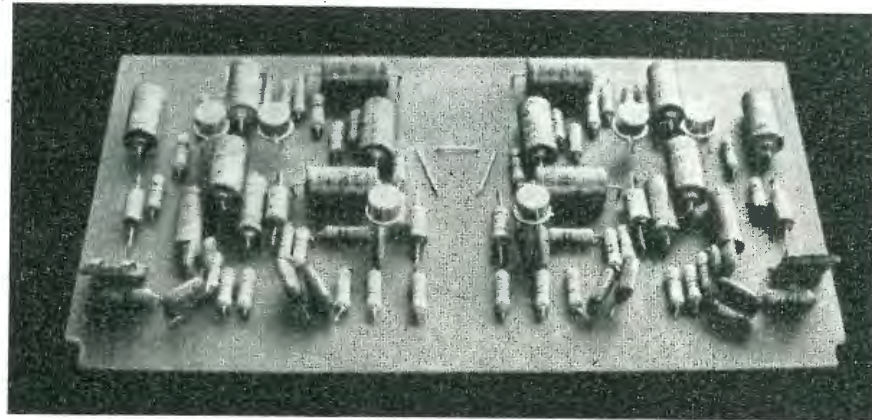



Fig. 6 - L'insieme dei circuiti del preamplificatore doppio trova posto su un'unica basetta di 18 x 10 cm.

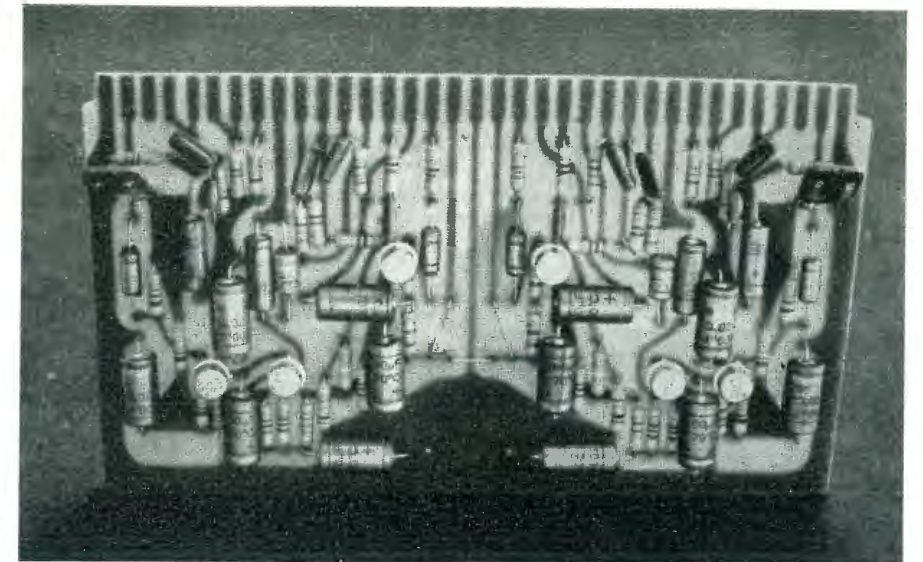



Fig. 7 - In alto: vista dal disopra del preamplificatore.
In basso: il rovescio della basetta dei circuiti stampati.

sa per i due canali montati su una basetta unica di dimensioni 10 x 18 cm, uno dei suoi lati lunghi termina con una serie di contatti alla distanza di 5,08 mm, uno dall'altro, destinati ad innestarsi nel connettore tipo F.045 - AC-035 de « La Radiotechnique ».
Nel caso in cui questa disposizione, che facilita grandemente la messa in posto del circuito stampato, non fosse adottata, si avrebbe evidentemente la possibilità di saldare direttamente i fili di collegamento sui contatti laterali. A questo proposito, si precisa che le varie lettere sovraimpresse in fig. 5 sui contatti rimandano agli schemi delle figure 2a e 2b.
Date le basse impedenze relative agli stadi considerati, i fili di collegamento ai controlli di tono, di bilanciamento e di guadagno non hanno bisogno di essere schermati, il che semplifica notevolmente la filatura dei componenti esterni, al contrario, per beneficiare di un eccellente rapporto segnale/disturbo, si devono schermare tutti i fili, che connettono le entrate al contattore S_{1a} e quelli facenti capo al contattore S_2 previsto per la messa in parallelo dei due canali.
Per i transistori si ha solo l'imbarazzo della scelta. Così si potrà, senza alcuna modifica dello schema di base, usare sia i tipi A.F. a basso rumore, quali gli AC126 o AC151, sia i tipi R.F., quali gli AF134 (Telefunken), o anche i tipi a commutazione rapida, quali gli ASY27 o 2N1307 (Sesco).
In ogni caso il preamplificatore si adatterà perfettamente ai tipi scelti. Tuttavia, se si vuole usufruire ad un tempo del miglior rapporto segnale/disturbo e dei tempi di commutazione più brevi, si deve dare la preferenza ai tipi AF134 o ASY27.
Gli oscillogrammi A, B, C di fig. 8 permettono di confermare questa osservazione; rilevati a 10 kHz, applicando un segnale rettangolare all'entrata « ausiliare », questi oscillogrammi mettono infatti in evidenza i tempi di commutazione del preamplificatore (i controlli di tono sono in posizione media) ottenuti in funzione dei tipi di transistori adottati. Con gli AC151 o AC126, i tempi di commutazione sono 7 μs (oscillogramma A); con gli AF134 questi tempi si riducono a 3 μs (oscillogramma B); infine, con gli ASY27 i tempi di commutazione di-

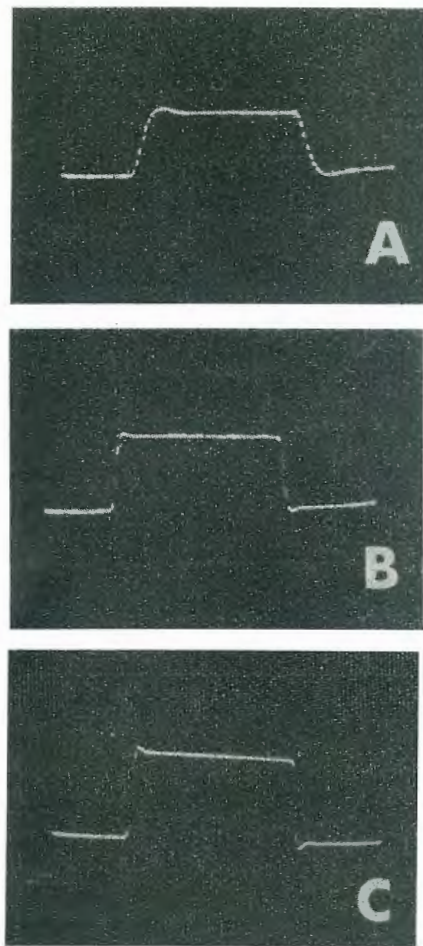



Fig. 8 - I tempi di commutazione variano sensibilmente in funzione dei tipi di transistori impiegati. Da 7 µs (A) con gli AC126, i tempi passano a 3 µs (B), poi a 2 µs (C) con gli ASY27.

minuiscono a 2 µs (oscillogramma C), questo tempo è da considerarsi ottimo.

4. - MESSA A PUNTO PRESTAZIONI

Previsti per funzionare con 12 V, gli stadi del preamplificatore possono, come nel caso dello schema di fig. 2, essere alimentati attraverso una resistenza di caduta dall'A.T. di un'amplificatore di potenza, senza che si abbia a temere la minima tendenza al motorboating, anche con il controllo dei bassi spinto a fondo. S'intende che il valore della resistenza di caduta R_{24} deve essere regolato in funzione della tensione disponibile. E' pure possibile impiegare un'alimentazione separata, che non ha del resto bisogno di essere stabilizzata, dati gli alti valori dei disaccoppiamenti, che eliminano qualsiasi rischio di instabilità; l'alimentatore deve fornire solo 10 mA (versione stereofonica).

La messa a punto è delle più semplici: si riduce praticamente alla verifica delle tensioni in vari punti del circuito, tensioni che possono variare del ± 5 % rispetto a quelle riportate sullo schema di fig. 2, e alla regolazione della simmetria di tosatura (polarizzazione della base di T_1).

Per quest'ultima operazione occorrono un generatore di A.F. (da collegare all'entrata « Ausiliare ») e un oscillografo connesso alla presa « registrazione ».

Regolare la tensione di uscita del generatore in modo da produrre un leggero appiattimento delle sinussoidi osservate, poi ritoccare P_3 per ottenere una tosatura simmetrica delle alternanze positive e negative.

Vediamo ora le prestazioni del preamplificatore. Rilevata applicando segnali all'entrata « Ausiliare », la risposta ampiezza/frequenza si estende praticamente da 20 Hz a 50 kHz entro —0,5 dB, il che aveva permesso di prevedere la prova in regime rettangolare. Riguardo allo sfasamento in funzione della frequenza, i risultati sono pure molto convincenti, testimoni gli oscillogrammi D, E, F, G di fig. 9 ottenuti rispettivamente a 20 Hz, 2 kHz, 20 kHz e 100 kHz.

La distorsione misurata a 1 kHz è dell'ordine dello 0,15 % (il tasso di distorsione di intermodulazione è minore di 0,25 %) per la tensione di uscita di 400 mV.

Si ricordi che in posizione R.I.A.A., la curva di risposta del preamplificatore corrisponde entro 0,5 dB alla curva di compensazione teorica e che i controlli dei toni permettono a 400 Hz e a 20 kHz un'esaltazione e un'attenuazione di 16 dB.

Malgrado la loro semplicità, i filtri di taglio sono efficacissimi comportando l'attenuazione di 6 dB/ottava a 40 Hz e a 10 kHz, il che permette di far fronte alla maggior parte dei casi riscontrabili in pratica.

Infine, il rapporto segnale/rumore misurato all'entrata « fono magnetico » è prossimo a 75 dB, ciò che può ritenersi notevole, quando si sappia che nei circuiti provvisti di transistori al silicio a bassa rumorosità, ci si basa generalmente su 70 dB. *A*

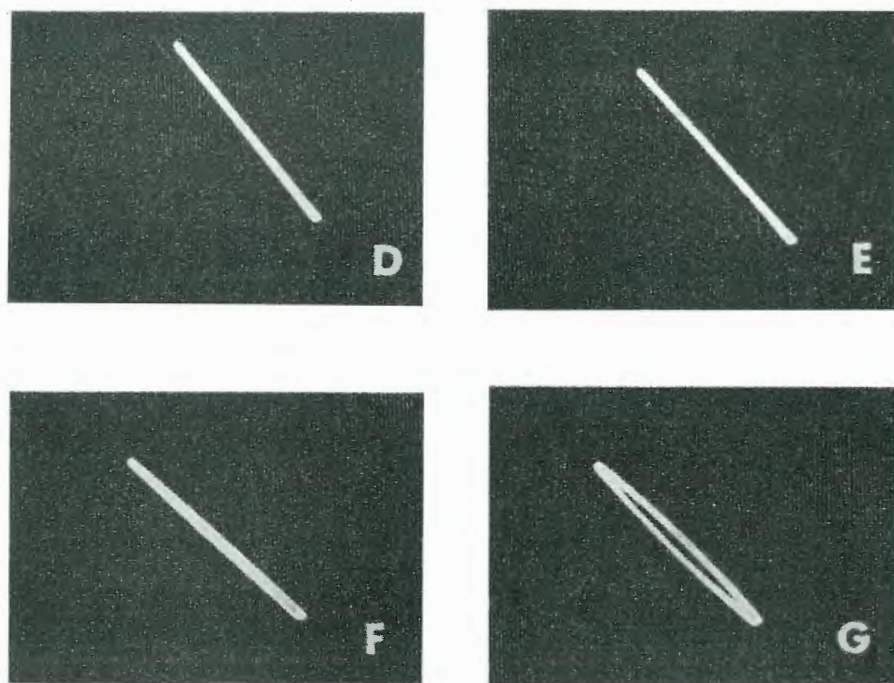



Fig. 9 - Una caratteristica molto interessante del preamplificatore sta nel piccolo sfasamento dei segnali contenuti nella banda da 20 Hz (D) a 100 kHz (G).

Nastro riscaldante Hotfoil tipo "GH"

La Società HOTFOIL LTD. di Wimbourne-Inghilterra, costruttrice dei nastri riscaldanti ad elementi piatti, ha introdotto nella sua gamma un nuovo tipo di nastro elettrico riscaldante: il tipo « GH ». Infatti, a seguito di un ampio sondaggio fra gli utilizzatori di nastri riscaldanti, si è sentita la necessità di sviluppare questo tipo di nastro.

Il nastro « GH » è assolutamente stagno, di alta flessibilità ed è adatto per operare a temperature varianti a —25°C a + 100°C.

Il nastro è costituito da elementi a lamine sottili avvolti in tessuto di vetro che, a sua volta, è isolato come una guaina esterna di polietilene clorosulfonato (C.S.P.) estruso. Il materiale della guaina è autoestinguente e resiste al petrolio, glucosio, oli minerali, agli acidi inorganici ed alle soluzioni per bagni galvanici.

Nastro riscaldatore Hotfoil tipo « GH »

Le lunghezze e le potenze del nastro « GH » sono state determinate dopo notevoli ricerche di mercato fra le domande di questo prodotto. Il nastro, che misura 25 mm per 3 mm, è disponibile in una varietà di lunghezze da 3 m a 50 m, con potenze elettriche fino a 65 W per metro. La tensione standard del nastro « GH » è di 220 V monofase c.a./c.c. ma, a richiesta, possono essere forniti nastri atti ad operare con altre tensioni. Ogni nastro è fornito di conduttori freddi flessibili della lunghezza di 0,75 m.

L'HOTFOIL ha in programma la produzione di nastri « GH » secondo il sistema metrico.

Il nastro « GH » è ideale per essere installato su tubazioni per il trasporto di nafta, resine, prodotti chimici, cere, lubrificanti, prodotti alimentari ecc. Altre applicazioni includono il riscaldamento di tubazioni in celle frigorifere e la protezione dal gelo di tubazioni di grosso diametro.

I prodotti Hotfoil si vendono in Italia per: Retamo S.p.A. - 20091 Bresso, Milano - via 25 Aprile, 35. *A*

Soffitti integrati per il conforto degli interni

I soffitti integrati sono ben conosciuti in Germania e in Svizzera; gli ambienti più progrediti li hanno adottati già da un paio d'anni. In Francia e in Belgio sono stati presentati recentemente: si tratta del più moderno ritrovato per creare il maggior confort ambientale possibile in quegli interni dove numerose persone sono costrette a vivere l'una a fianco all'altra per ore e ore (uffici, fabbriche, ecc.). È un'ulteriore conferma della validità dei principi sui quali si basa la teoria operativa del Reparto Illuminazione Philips che li produce.

Il detto: « Vendiamo la luce, non le lampade », messo in pratica per molti anni, si è evoluto al punto di poter ben dire che « la Philips crea e vende le condizioni ambientali per vivere con il maggior confort possibile ». Questo risultato è ottenuto, fra l'altro, con l'immissione sul mercato dei sistemi integrati, di cui vengono a far parte i soffitti integrati e dove la luce, l'aria e l'acustica sono gli elementi del confort.

Una cosa ha portato all'altra: la crescente efficienza dell'illuminazione ha posto il problema di eliminare il caldo eccessivo, sicchè logicamente si è dovuto integrare con la illuminazione il condizionamento dell'aria (riscaldamento e raffreddamento). E se, infine, un ambiente deve essere preparato con l'integrazione nel soffitto di diversi sistemi d'illuminazione e di condizionamento, è naturale che vi sia incluso anche l'aspetto acustico (ad esempio: installazioni per l'assorbimento del suono, di musica funzionale, di diffusione di appelli, ecc.)

Per l'illuminazione e l'acustica vengono impiegati prodotti già esistenti; per il condizionamento dell'aria sono stati realizzati alcuni nuovi sistemi. È stato poi realizzato un sistema per appendere e riunire i soffitti, di eccezionale semplicità e funzionalità.

(n. ph.)

Un miliardo di semiconduttori

Le fabbriche Philips di Stadskanaal hanno raggiunto quota un miliardo nella produzione di semiconduttori. Si tratta di un traguardo particolarmente brillante per le fabbriche di Stadskanaal che avevano iniziato a produrre semiconduttori nel 1957. Il cinquecentomilionesimo pezzo era stato costruito nel giugno del 1965, otto anni dopo l'inizio della produzione. In tre anni ne sono stati costruiti altri cinquecento milioni e questo exploit è dovuto soprattutto ad una più razionale automazione che ha permesso di accelerare il processo produttivo.

(n. ph.)

Otton Czeczott

TV-Dx - Ricezione televisiva a grandi distanze

Sotto la sigla TV-Dx s'intende una ricezione televisiva insolita, dovuta ad emittenti lontane, situate oltre la zona marginale relativa ad un determinato punto di ricezione.

Queste ricezioni sono dovute a condizioni favorevoli alla propagazione, che si creano negli strati bassi della atmosfera, cioè nella troposfera, oppure in quelli alti, appartenenti alla jonosfera. Nel primo caso si ottengono collegamenti relativamente stabili, tanto più, quanto più bassa è la frequenza di lavoro e minore la distanza superata. Più alta sarà la frequenza o maggiore la distanza, tanto più insolito sarà il collegamento. È difficile fissare i limiti della propagazione troposferica: in banda IV TV (UHF) sono stati superari i 700 km, in banda III TV (VHF) si superano largamente i 1000 km, particolarmente su percorsi sovrastanti ampie distese marine.

Nel caso di una propagazione jonosferica possono stabilirsi collegamenti solo in banda I TV, raramente in banda II, su distanze oltre 800 km fino a qualche migliaio di km. In determinati periodi dell'anno questi collegamenti possono raggiungere punte di intensità, paragonabili a quella di una emittente TV locale e persistere per oltre un paio di ore. Essi sono sempre affetti da caratteristiche evanescenze, più o meno profonde, più o meno ritmiche. Le migliori ricezioni TV jonosferiche sono di solito accompagnate da 5 fino a 20 evanescenze al minuto. Collegamenti fino a 2000 km si realizzano con maggiore probabilità intorno al mese di giugno; quelli di oltre 3000 km non sono esclusi nei periodi invernali degli anni di alta attività solare.

Dalle caratteristiche sopra riportate si vede che i collegamenti TV-Dx troposferici o jonosferici non hanno importanza commerciale. Essi invece possono essere oggetto di attività dilettantistica molto istruttiva sotto molteplici aspetti e capace di procurare notevoli soddisfazioni a chi si dedica ad essa.

Lo sport dei TV-Dx ha molto in comune con quelli della caccia o della pesca: esige dall'appassionato di essere dotato di determinate attrezzature, di osservare certi termini, conoscere o studiare le abitudini della preda, possedere certe virtù personali come: pazienza, perseveranza, precisione, refrattarietà verso le delusioni... Tra le attrezzature di un TV-Dxer (così si definiscono i cultori di queste ricezioni) non deve mancare una camera fotografica (luminosità almeno *f*/4) per immortalare le fugaci apparizioni, sullo schermo televisivo, di qualche monoscopio raro o le sequenze di qualche ricezione ben riuscita.

I cultori dello sport TV-Dx in Italia non ci sembra che siano molti; il loro numero potrebbe essere valutato a qualche cosa come una dozzina. In Francia i TV-Dxers possono associarsi nel France Dx - TV Club, che conta ben più di 400 membri francesi oltre ad una trentina di stranieri. Molte sono le zone della Francia dalle quali sono realizzabili collegamenti troposferici con paesi vicini: la TV belga e lussemburghese sono ricevibili perfino nei sobborghi di Parigi. Il France Dx-TV Club emette un proprio bollettino trimestrale. Inoltre la rivista *Le Haut-Parleur* nella sua edizione principale (tiratura 100.000 copie) dedica ogni mese una pagina alla TV-Dx. Gli argomenti maggiormente trattati su entrambi questi periodici francesi riguardavano nel 1968 la ricezione TV-Dx in UHF, le relative antenne, convertitori d'antenna (da UHF in VHF), selettori a sintonia continua — tutte realizzazioni a transistori. Gli UHF-TV-Dxers considerano favorevoli per le loro ricezioni le giornate di alta pressione barometrica, fredde, con aria limpida, da ottobre in poi. Da Bordeaux sul canale E21 è stata raggiunta la TV sovietica. Esiste anche una casa francese, costruttrice di apparecchiature Radio-TV che ritiene vantaggioso raccomandarsi specialmente ai TV-Dxers con le sue prestazioni.

Da altri paesi ci mancano dati sufficienti per ipotizzare il numero di TV-Dxers attivi; è noto però che in Polonia, conformemente al proposito dei suoi dirigenti politici di politecnicizzare la società, numerose sono le edizioni che trattano della costruzione o manutenzione dei televisori, e tra questi il manuale del noto, ai vecchi lettori de «l'antenna» (si veda 9/57, p. 403), ing. Olszewski, dedicato agli autocostruttori di televisori e nel quale si tiene pure conto delle esigenze dei TV-Dxers, proponendo loro delle opportune soluzioni, anche transistorizzate. Dal 1959 questo manuale ha avuto ben tre ristampe, totalizzando una tiratura di 40.000 copie. Nel 1968 apparve la sua V edizione rifatta e ampliata. Sarà anche l'ultima edizione, perchè purtroppo l'autore è scomparso poco dopo conclusa la correzione delle relative bozze.

Ma è la pubblicazione di un altro pioniere dei TV-Dx che ci proponiamo di riassumere nelle righe che seguono. Si tratta dell'ing. Sòtnikov: animatore dei TV-Dxers russi, attivo dal 1956, laureato dal 1963, autore di numerose descrizioni di dispositivi destinati alla realizzazione dei TV-Dx jonosferici e troposferici, pubblicate sulla rivista sovietica Radio (tiratura 1.000.000 di copie) fin dal 1957. Lo stesso è anche autore di un opuscolo di sole 85 pagine, ma che in forma estremamente condensata riassume la sua esperienza dodicennale. Abbiamo sotto mano la seconda edizione (1968) aggiornata di questo lavoro (*), del quale ci sembra interessante riportare un ampio resoconto.

L'autore, dopo una introduzione nella quale tratta sommariamente dei modi di propagazione delle trasmissioni TV oltre l'orizzonte ottico, espone brevemente i requisiti, ai quali deve rispondere un televisore destinato per queste ricezioni, e passa subito alla descrizione dell'ultima sua realizzazione.

Visto che in TV-Dx jonosferici le evanescenze delle portanti video e audio di solito non coincidono, al sistema di ricezione intercarrier è da preferirsi quello a canali separati, con due RAG autonome (regolazione automatica di guadagno). Ne deriva che qualora l'amplificatore RF fosse comune per video e audio, esso dovrebbe essere escluso dalla RAG. Lo stesso vale per il caso di due amplificatori RF distinti: video e audio, ma la ragione è diversa: secondo l'autore la RAG compromette la possibilità di fissare razionalmente il regime dello stadio d'entrata sul massimo rapporto segnale/disturbo.

L'amplificatore FI video (portante 34,25 MHz) è a banda passante regolabile a scatti e offre le seguenti cinque larghezze: 5,5-4,5-3,5-2,5 e 1,5 MHz. In quest'ultima posizione del commutatore di banda passante, si possono per esempio, eliminare disturbi reciproci tra portanti video vicine, come 49,75 (OIR-R1) e 51,75 MHz (BBC-B2). Evidentemente la definizione peggiora, ma l'efficienza dei segnali di sincronismo aumenta. Analogamente nella penultima posizione relativa ai 2,5 MHz di larghezza, potranno essere separate tra loro frequenze come 59,25 MHz (OIR-R2) e 62,25 MHz (RAI-B) e così via. Per semplificare la realizzazione di queste commutazioni, il numero degli stadi di amplificazione FI è stato limitato a due. In compenso l'amplificatore FV, invece del solito tubo unico, ne comprende tre.

Nel rivelatore video, interposto tra gli amplificatori FI e FV, trovano impiego due diodi di polarità opposte, commutabili secondo la modulazione negativa o positiva del segnale captato.

Il sistema RAG adottato nel ricevitore video è ad azione amplificata, ritardata e antidisturbo, cioè con un dispositivo limitatore che taglia ogni impulso disturbatore, che supera di una percentuale regolabile tra 0 e 50% quelli di sincronismo, indipendentemente dall'ampiezza degli stessi.

Gli stadi separatori sono due, distinti per ogni base dei tempi. In tal modo si raggiunge una maggiore indipendenza tra le scansioni di riga e di quadro, particolarmente a segnale debole. La separazione di quadro è affidata ad un triodo, al quale segue un circuito di deviazione piuttosto convenzionale. Quella di riga è affidata ad un pentodo. Seguono un invertitore di fase e un comparatore di fase a due diodi. La tensione continua ricavata viene amplificata ed è quest'ultima che comanda la frequenza dell'oscillatore bloccato di riga. La frequenza base dell'oscillatore bloccato corrisponde a 819 righe; due condensatori distinti vengono aggiunti al circuito di griglia dell'oscillatore bloccato, per adeguare la durata dell'impulso di ritorno di riga ed il ritorno stesso a 625 righe di scansione, rispettivamente a 405 righe; due altri condensatori distinti vengono aggiunti, dallo stesso commutatore, al condensatore di carica nel circuito anodico dell'oscillatore medesimo, adeguando il tempo di carica a quello relativo a 625, rispettivamente a 405 righe di scansione, e mantenendo costante l'ampiezza delle stesse, cioè la larghezza di quadro. Queste due commutazioni dunque provvedono all'aumento dei tempi di andata e di ritorno quando si passa ad una definizione inferiore e viceversa, mantenendo costante la larghezza di quadro. Non sono previste altre commutazioni in funzione della definizione dell'immagine da ricevere. L'autore accenna soltanto alla convenienza di alimentare il filamento del diodo EAT da un apposito avvolgimento ben isolato del trasformatore di alimentazione generale e non da quello di uscita di riga, che fornisce una corrente dipendente dalla frequenza di riga; la sua realizzazione però non tiene conto di questa raccomandazione.

Come si è detto, la deviazione di quadro dell'apparecchio che si descrive, non dimostra particolarità di sorta. Sarebbe bene accertarsi che la regolazione della frequenza di quadro abbracci non solo 50, ma anche 60 Hz per il caso di, chissà, qualche ricezione dall'America o dal Giappone! Inoltre si potrebbe obiettare la mancanza di un interruttore per l'abolizione della sincronizzazione di quadro esterna e il passaggio a quella manuale, perchè succede talvolta che le immagini sono affette da righe orizzontali più o meno mobili, conseguenti da interferenze tra due portanti di frequenze quasi uguali (magari anche con programmi identici); quando queste righe sono poche e larghe come delle fasce — agganciano il sincro quadro e fanno scorrere l'immagine — si rimedia passando alla sincronizzazione manuale. L'ultimo dispositivo cui accenna l'autore è un commutatore per mezzo del quale si può mettere il rivelatore video in collegamento diretto con l'amplificatore BF del ricevitore audio per sentire nell'altoparlante gli impulsi di sincro quadro e sintonizzare facilmente l'apparecchio sulla portante video.

Passiamo ora al ricevitore audio. Esso deve essere preceduto da un sintonizzatore atto a fornire la richiesta FI audio (27,75 MHz). Questo segnale può essere prelevato dal sintonizzatore del ricevitore video, ma conviene meglio ricorrere ad un sintonizzatore autonomo, il quale consente una agevole esplorazione della banda disponibile, la determinazione delle frequenze in onda, la scelta dell'audio che meglio va, ecc.

Il ricevitore audio amplifica il segnale, prelevato dal sintonizzatore, in 3 stadi a FI audio, dei quali i due primi sottoposti alla RAG. Quest'ultima si genera sulla griglia comando del limitatore, che segue l'amplificatore FI audio sopra detto. Un discriminatore demodula i segnali a MF e le frequenze audio ottenute passano in un amplificatore BF a due stadi. In caso di ricezione di segnali a MA, la demodulazione avviene sulla stessa griglia comando del limitatore, la quale genera la tensione di RAG come detto prima; il segnale audio ottenuto passa attraverso il commutatore MF-MA direttamente sull'amplificatore BF a due stadi sopra menzionato.

Per quanto riguarda l'alimentatore generale dell'intera apparecchiatura, l'autore raccomanda un ottimo filtraggio giacchè non si può contare su nessun sincronismo tra le reti del luogo di emissione e di ricezione.

Nel capitolo successivo l'autore esamina l'impiego per i TV-Dx di varie antenne e le sue preferenze in banda I TV si orientano verso antenne Yagi a pochi elementi, fino a tre, in due piani, oppure verso la Quad con riflettore, visto le sue buone caratteristiche elettriche e meccaniche, e dimensioni ragionevoli. Per la ricezione in banda III TV le combinazioni sono evidentemente più numerose.

Seguono alcuni cenni sulla sintonizzazione delle antenne, sulla misurazione della resistenza di radiazione, sul raccordo con la discesa.

Un altro capitolo tratta dei booster d'antenna, dei quali si danno 5 esempi.

(segue a pag. 84)

(*) Opuscolo 668 della Radio Biblioteca delle Masse, destinato ai radioamatori preparati. Mosca. Tiratura 100.000 copie.

— *domande e risposte sulla TVC - di A. Nicolich* —

continua da pag. 83

L'autore non è molto convinto dei booster a transistori che, a parere suo, introducono un rumore non controbilanciato da un guadagno sufficiente. Descrive invece tre varianti di amplificatori FI supplementari a transistori, da inserire tra il convertitore e il primo stadio FI di un televisore non abbastanza sensibile per i TV-Dx. L'idoneità di un televisore per la ricezione Dx può essere valutata esaminando l'effetto neve sul suo schermo in assenza di segnale.
L'opuscolo si conclude con un interessante capitolo sulla lotta con disturbi reciproci tra emittenti TV funzionanti su un canale comune, ricorrendo al metodo di due antenne diversamente orientate e collegate ad un circuito di compensazione del segnale indesiderato.
Crediamo che con queste note siamo riusciti a dare una idea della natura dei problemi che si pongono davanti a tutti quelli che aspirano ai TV-Dx. *A.*

Sig. L. Spinelli - Milano

D. So che la Telefunken ha pubblicato un articolo riguardante i limiti accettabili per gli errori che avvengono nel decodificatore PAL e nel demodulatore sincrono. Tale articolo è in lingua tedesca, che purtroppo io non conosco sufficientemente. Vi chiedo di riportarlo in italiano nella rubrica dedicata alla TVC de «*l'antenna*».

R. Si tratta della comunicazione Telefunken RM I6809 · 144, che siamo lieti di poter far conoscere in Italia a quei tecnici che hanno scarsa dimestichezza con il tedesco.
Riassunto. - Questo lavoro tratta degli errori più importanti che possono verificarsi nel decodificatore PAL e nel demodulatore sincrono. Questi errori si manifestano in generale come strisce orizzontali visibili. Solo il *puro* errore di ampiezza conduce ad una desaturazione dei colori.
Si discutono i massimi errori ammissibili singolarmente e in combinazione. Si parte da un errore massimo accettabile di fase $\delta = 12°$ del segnale ritardato rispetto al segnale diretto, che fa apparire sullo schermo di immagine, alla normale distanza di visione, una striatura non ancora disturbante. La retinatura, che si manifesta con questo errore, viene presa come base per la valutazione degli altri errori ammissibili. Perciò l'errore di taratura di fase deve essere in ogni caso solo minore di 12°. L'errore totale di fase può risultare dalla variazione di fase, che può generarsi attraverso i componenti (linea di ritardo a ultrasuoni, induttanze etc.) per riscaldamento o invecchiamento, e dalle deviazioni di fase in seguito a taratura non perfettamente corretta.

1. - INTRODUZIONE

Il decodificatore PAL nel ricevitore di TVC serve per la ricostituzione dei segnali differenze di colore dal segnale di crominanza

$$F = (B - Y) \text{ sen } \omega t \pm (R - Y) \cos \omega t.$$

A questo scopo, il segnale di crominanza F viene scomposto nelle sue due componenti $(B - Y)$ sen ωt e $(R - Y) \cos \omega t$. Con la successiva demodulazione sincrona si ottengono i segnali differenze $(B - Y)$ e $(R - Y)$ che, attraverso un circuito di dematrizzazione, possono servire per il pilotaggio del cinescopio tricromico.

Il principio di funzionamento del decodificatore PAL, che si ritiene in partenza esente da errori, è chiarito dallo schema di principio di fig. 1. Per la scomposizione del segnale di crominanza nelle sue componenti occorrono tre canali.

Nel canale a il segnale di colore viene trasmesso direttamente; nel canale b esso viene applicato ad una linea di ritardo, che provoca un ritardo del segnale pari alla durata di una riga; nel canale c il segnale di colore viene ruotato di 180° di fase.

Nella casella K1 vengono sommati i segnali provenienti dai canali a e b, e nella casella K2 si sommano i segnali provenienti da b e c.

Si consideri ora l'istante in cui appare il segnale di colore F nel punto K (per es. riga 5 di una trama); si trova allora in K1 attraverso a il segnale di crominanza F e attraverso b il segnale $\overline{F}$ della riga precedente (per es. riga 4 della stessa trama). Così si ha (senza tener conto dei fattori di riduzione):

$$F_{a(5)} = (B - Y) \text{ sen } \omega t + (R - Y) \cos \omega t$$

e

$$\overline{F}_{b(4)} = - [(B - Y) \text{ sen } \omega t - (R - Y) \cos \omega t]$$

Il segno *meno* davanti al segnale del canale b è necessario, poichè (come si dimostrerà più avanti) il tempo di ritardo adottato di 63,943 µs corrisponde a 283,5 periodi della frequenza subportante di crominanza. Il segno *meno* davanti al segnale $(R - Y) \cos \omega t$ in $\overline{F}_{b(4)}$ è presente, perchè la componente della

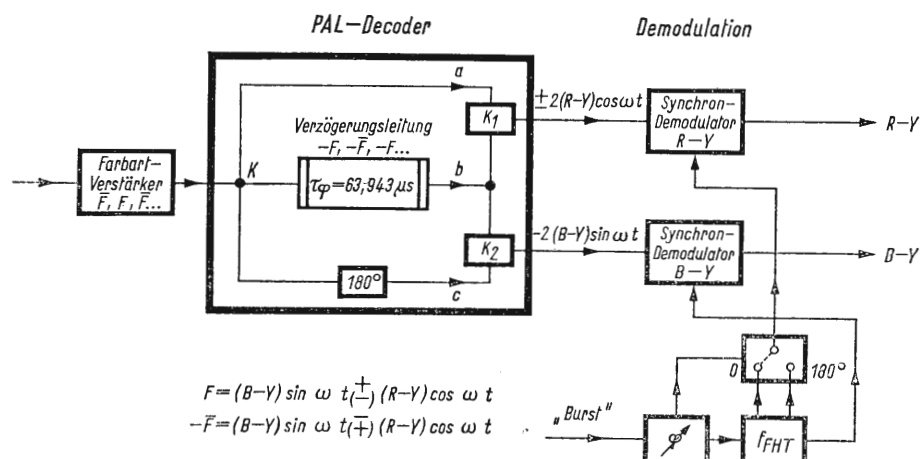



Fig. 1 - Schema a blocchi di principio del decodificatore PAL e del demodulatore sincrono.

PAL-Decoder = Decodificatore PAL; Demodulation = Demodulazione; Farbart-Verstärker, $\overline{F}, F, \overline{F}$... = Amplificatore di crominanza $\overline{F}, F, \overline{F}$; Verzögerungsleitung = Linea di ritardo; Synchron-Demodulator = Demodulatore sincrono; Burst = Burst; f_{FHT} = frequenza della portante ausiliaria del colore.

subportante di colore usata per la modulazione con $(R - Y)$ in trasmissione viene ruotata di 180° di riga in riga.
Il segnale non ritardato nel canale c, che è ruotato di 180° rispetto al segnale del canale a, è:

$$F_{c(5)} = - F_{a(5)} = - (B - Y) \text{ sen } \omega t - (R - Y) \cos \omega t$$

La somma dei segnali dei canali a e b per le righe 4 e 5 in K1, dà:

$$F_{(K1)} = 2(R - Y) \cos \omega t$$

e la somma dei segnali dei canali b e c in K2, è:

$$F_{(K2)} = - 2(B - Y) \text{ sen } \omega t$$

Le due componenti dei segnali di crominanza vengono dunque separate tra loro. All'uscita di K1, il segnale inverte la sua polarità di riga in riga. Perciò questo segnale deve essere invertito di riga in riga, come in trasmissione. In pratica, per fare questo, si applica generalmente al demodulatore sincrono $(R - Y)$ una tensione portante ausiliaria commutata in fase di 180° di riga in riga. L'inversione di polarità viene sincronizzata con il trasmettitore per mezzo del burst alternante trasmesso.
Nei demodulatori sincroni, i segnali differenze di colori a frequenza portante F(K1) e F(K2) vengono demodulati, per mezzo di circuiti supplementari a frequenza portante di colore rivelatori di fase, e così si ottengono i segnali differenze di colore $(B - Y)$ ed $(R - Y)$.
All'uscita di K1 e K2 ha luogo allora una netta separazione delle due componenti, quando i segnali da sommare sono nella stessa fase o sono spostati di fase di 180°. Il tempo di ritardo nella linea di ritardo deve essere uguale a un multiplo intero pari o dispari di un semiperiodo della portante di colore. In pratica si usa la seconda possibilità. Ciò corrisponde ad un ritardo di

$$\frac{\tau_{port. \; aus.}}{2} \cdot 567 = 63{,}943 \; \mu s$$

con la frequenza della portante ausiliaria di colore di 4,433619 MHz. Inoltre, le ampiezze dei due segnali da sommare devono essere uguali.
Deviazioni nella fase dei due segnali possono essere introdotte da un'errata taratura di fase, per es. da una variazione del ritardo nelle linea di ritardo in seguito a effetti d'invecchiamento o a variazioni di temperatura.
Accanto a questa deviazione di fase dei due segnali, si possono verificare variazioni dell'ampiezza, che sono da imputare per es. ad uno smorzamento del segnale ritardato.
Errori di fase e di ampiezza possono aver luogo anche negli stadi sommatori K1 e K2. Inoltre, i segnali di colore F e $\overline{F}$ possono accusare un *errore di fase differenziale* nel percorso dal trasmettitore all'entrata del decodificatore PAL. Nella demodulazione sincrona, la fase della portante di riferimento (fase generale) e la separazione della stessa in due componenti sfasate tra loro di 90°, possono scostarsi dai valori nominali. Infine, è anche possibile il verificarsi di una diafotia all'uscita del decodificatore PAL fra le componenti $\pm (R - Y) \cos \omega t$ e $(B - Y)$ sen ωt.
Bisogna anche badare ai disturbi dovuti agli *echi* all'entrata e all'uscita della linea di ritardo.

In questo articolo si discute l'effetto dei singoli errori sulla qualità dell'immagine. Salvo il puro errore di ampiezza, che conduce ad una desaturazione dei colori dell'immagine, questi errori si manifestano come una zonatura a strisce orizzontali (tende veneziane, abbreviato VB = venetian blinds), cioè come una colorazione varia nelle righe successive in una trama, o in due righe adiacenti nell'immagine completa. Come hanno dimostrato ricerche pratiche eseguite con un'immagine di prova con colori saturati al 75%, si può ritenere ancora accettabile una pura deviazione di fase di 12° (7,5 ns) del segnale ritardato rispetto al segnale non ritardato, quando tutti gli altri errori siano trascurabili.

Ciò vale per una distanza di visione di 1 m dallo schermo del cinescopio (cinescopio a colori A63-11X). La grandezza ammissibile degli altri errori viene determinata mediante la stessa retinatura che si ha con un puro errore di fase di 12°.

2. - ERRORI NEL DECODIFICATORE PAL E NEL DEMODULATORE SINCRONO

Come sopra ricordato, possono verificarsi nel decodificatore PAL i seguenti errori: non solo la relazione di fase dei due segnali di colore può scostarsi dall'angolo di fase δ, ma anche l'ampiezza può essere diversa (ampiezza relativa $a < 1$). Inoltre può intervenire un errore di fase differenziale θ.

Tenendo presenti questi errori, si ha per il segnale diretto non ritardato (canale a):

$$F_{(a)} = (B - Y) \text{ sen } (\omega t + \theta) \; (\pm) \; (R - Y) \cos (\omega t + \theta);$$

e per il segnale ritardato (canale b):

$$- \overline{F}_{(b)} = (B - Y)a \text{ sen } (\omega t + \theta \pm \delta) \; (\mp) \; (R - Y)a \cos (\omega t + \theta + \delta)$$

La componente $(R - Y) \cos \omega t$ ha segno alternato di riga in riga.
La somma di F e $\overline{F}$ dà:

$$F + \overline{F} = \pm (R - Y)[\cos (\omega t + \theta) + a \cos (\omega t + \theta + \delta)] + \\ + (B - Y)[\text{sen } (\omega t + \theta) - a \text{ sen } (\omega t + \theta + \delta)]$$

Il primo termine del segnale somma rappresenta la componente utile, il secondo la componente disturbante.

Questo segnale viene demodulato nel demodulatore sincrono con l'inserzione di una portante ausiliaria di colore $\pm U_0 \cos(\omega t + \varphi_2)$ invertita di riga in riga, in direzione $(R - Y)\cos \omega t$, dove φ_2 è l'errore di fase della portante di riferimento rispetto alla direzione

In questo caso si verifica solo una desaturazione dei colori, ma nessuna alterazione delle tinte, perchè il rapporto fra i segnali $(R - Y)$ e $(B - Y)$ non è alterato.

3.2. - Errore di taratura di fase

Se vi è solo un errore di taratura di fase ($\delta \neq 0$; $\theta = \varphi_{1,2} = 0$; $a = 1$), si ha:

Uscita $(R - Y)$ $$U_0 \frac{R - Y}{2}(1 + \cos\delta) \mp U_0 \frac{B - Y}{2} \operatorname{sen}\delta \qquad (5)$$

Uscita $(B - Y)$ $$-\left[U_0 \frac{B - Y}{2}(1 + \cos\delta) \pm U_0 \frac{R - Y}{2} \operatorname{sen}\delta\right] \qquad (6)$$

$(R - Y)\cos \omega t$.

Allora, all'uscita del demodulatore $(R - Y)$ (le armoniche vengono eliminate con un filtro) si ha:

si vede dunque che nell'uscita $(R - Y)$ penetra una frazione di $(B - Y)$ e che nell'uscita $(B - Y)$ penetra una fra-

$$U_0 \frac{R - Y}{2}[\cos(\theta - \varphi_2) + a\cos(\theta + \delta - \varphi_2)] \pm U_0 \frac{B - Y}{2}[\operatorname{sen}(\theta - \varphi_2) - a \operatorname{sen}(\theta + \delta - \varphi_2)] \qquad (1)$$

dove ancora il primo termine è il segnale utile e il secondo è il segnale disturbante. La differenza di F e $\bar{F}$ è:

zione di $(R - Y)$. Questa frazione disturbante inverte la sua polarità ad

$$-F + \bar{F} = -(B - Y)[\operatorname{sen}(\omega t + \theta) + a \operatorname{sen}(\omega t + \theta + \delta)]$$
$$\mp (R - Y)[\cos(\omega t + \theta) - a\cos(\omega t + \theta + \delta)]$$

Con la demodulazione nel demodulatore sincrono in direzione $(B - Y)\operatorname{sen}\omega t$, si forma all'uscita del demodulatore $(B - Y)$:

ogni riga. Allora nasce di riga in riga un colore variabile: sullo schermo del cinescopio si vede una strisciatura, la

$$-\left\{U_0 \frac{B - Y}{2}[\cos(\theta - \varphi_1) + a\cos(\theta + \delta - \varphi_1)] \mp U_0 \frac{R - Y}{2}[\operatorname{sen}(\theta - \varphi_1) - a\operatorname{sen}(\theta + \delta - \varphi_1)]\right\} \qquad (2)$$

dove φ_1 è l'errore di fase della portante di riferimento rispetto alla direzione $(B - Y)\operatorname{sen}\omega t$.

3. - DISCUSSIONE DEGLI ERRORI

3.1. - Errore di ampiezza

Fintanto che non vi sia alcun errore di taratura della fase δ, errore di fase differenziale θ e errore della fase della portante di riferimento $\varphi_{1,2}$ cioè $\delta = \theta = \varphi_{1,2} = 0$, ma si sia in presenza di differenze di ampiezza fra canale diretto e ritardato ($a < 1$), si ha:

Uscita $(R - Y)$ $$U_0 \frac{R - Y}{2}(1 + a) \qquad (3)$$

Uscita $(B - Y)$ $$-U_0 \frac{B - Y}{2}(1 + a) \qquad (4)$$

I due segnali vengono diminuiti in ampiezza secondo lo stesso fattore$(1+a)/2$.

cui entità dipende dalla grandezza di δ e dal colore trasmesso. Se si considerano insieme la prima e la seconda riga, (PAL semplice) si rigenera il colore giusto, perchè le componenti disturbanti alle uscite $(R - Y)$ e $(B - Y)$ si eliminano per somma, data la loro polarità opposta.

Se si sostituisce nelle quazioni (5) e (6) il preciso errore di fase $\delta = 12°$ ancora accettabile, si ottiene:

$$\frac{U_0}{2}[(R - Y)\cdot 1{,}978 \mp (B - Y)\,0{,}2079] \qquad (7)$$

$$-\frac{U_0}{2}[(B - Y)\cdot 1{,}978 \pm (R - Y)0{,}2079] \qquad (8)$$

Il rapporto segnale utile/segnale disturbante è:

$$\frac{\text{segnale utile}}{\text{disturbo}} = \frac{1{,}978}{0{,}2079} = 9{,}52 \cong 10$$

e precisamente nel caso in cui $(R - Y) = (B - Y)$ (per es. colore porpora. I fattori riduttori non vengono qui considerati). L'ampiezza del segnale disturbante corrisponde dunque al 10% dell'ampiezza del segnale utile con questa striatura ancora appena accettabile.

3.3. - Errori di ampiezza e di fase nel decodificatore

In presenza contemporanea di errore di

rispetto al vettore per $\delta = 0$) di riga in riga nel cerchio dei colori [sistema di coordinate $(R - Y)$ e $(B - Y)$] con l'errore di ampiezza costante di $a = 0{,}9$ e con errore di fase δ variabile [equazioni (9) e (10)].

3.4. - Errore di ampiezza ed errore di fase differenziale, errore di fase della portante di riferimento

Per $\theta \neq 0$; $a < 1$; $\delta = \varphi_{1,2} = 0$, si ha:

Uscita $(R - Y)$ $$\frac{U_0}{2}[(R - Y)(1 + a)\cos\theta \mp (B - Y)(a - 1)\operatorname{sen}\theta] \qquad (12)$$

Uscita $(B - Y)$ $$-\frac{U_0}{2}[(B - Y)(1 + a)\cos\theta \pm (R - Y)(a - 1)\operatorname{sen}\theta] \qquad (13)$$

ampiezza e di errore di fase ($\delta \neq 0$; $a < 1$; $\theta = \varphi_{1,2} = 0$), si ha:

Il rapporto segnale/disturbo deve essere:

Uscita $(R - Y)$ $$\frac{U_0}{2}[(R - Y)(1 + a\cos\delta) \mp (B - Y)a\operatorname{sen}\delta] \qquad (9)$$

Uscita $(B - Y)$ $$-\frac{U_0}{2}[(B - Y)(1 + a\cos\delta) \pm (R - Y)a\operatorname{sen}\delta] \qquad (10)$$

Per una buona qualità dell'immagine, il rapporto segnale utile/segnale disturbante deve essere:

$$\frac{1 + a\cos\delta}{a\operatorname{sen}\delta} \geq 10 \qquad (11)$$

con $\delta = 12°$. Questa equazione è soddisfatta per $a = 0{,}9$. Dunque, con l'errore di fase $\delta = 12°$ è ancora ammissibile un errore di ampiezza del 10%. In fig. 2 sono rappresentate le variazioni di tinta ($\pm \Psi$) e quelle di saturazione (lunghezza del vettore per un dato δ

$$\frac{\text{segnale utile}}{\text{disturbo}} = \frac{\cos\theta(1 + a)}{\operatorname{sen}\theta(1 - a)} \geq 10 \qquad (14)$$

Con $a = 0{,}7$, è ancora accettabile un errore di fase differenziale di $\theta = 30°$.

Un analogo risultato si ottiene quando sono contemporaneamente presenti gli errori di ampiezza e di fase della portante di riferimento ($\varphi_{1,2} \neq 0$; $\theta = 0$; $a < 1$). La fig. 3 fornisce il risultato graficamente.

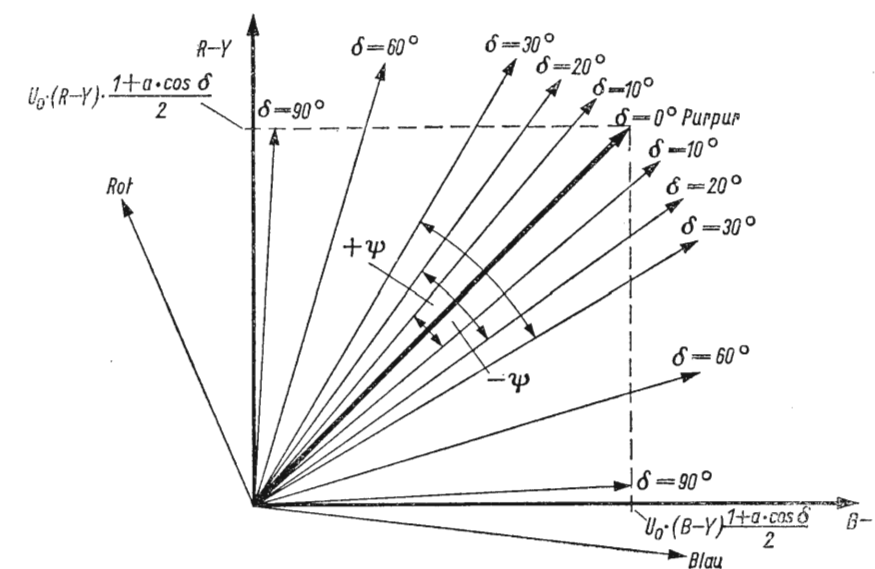



Fig. 2 - Variazione della tinta di riga in riga con errore di ampiezza costante ($a = 0{,}9$) per diversi errori di taratura della fase (δ) nel decodificatore PAL.

Rot = rosso; Blau = blu; Purpur = porpora.

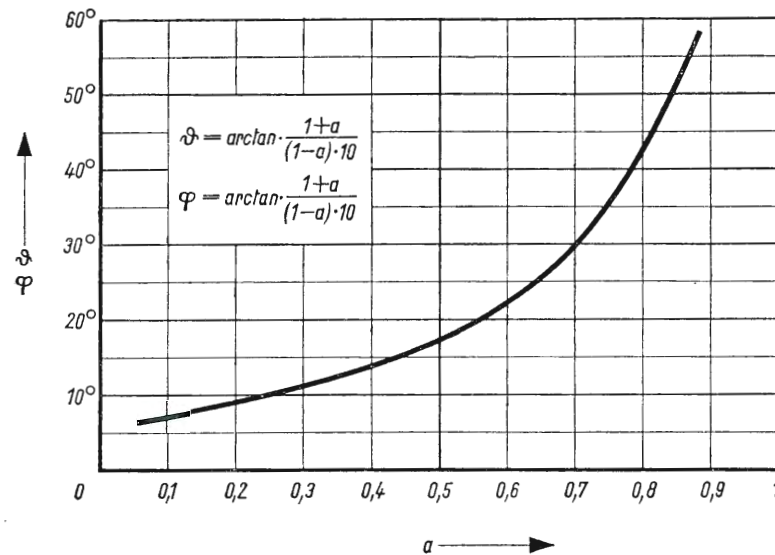



Fig. 3 - Errore di fase differenziale ammissibile, o errore di fase generale in funzione dell'errore di taratura dell'ampiezza.

$\vartheta = \theta$. (N.B. - Nel testo si è usato il simbolo θ invece di ϑ per non generare confusione con il simbolo δ).

La fig. 4 rappresenta la variazione di tinta ($\pm \Psi$) e la variazione di saturazione (lunghezza dei vettori) di riga in riga nel cerchio dei colori con l'errore costante di ampiezza $a = 0,9$, per diversi errori di fase differenziale θ o errore di fase principale φ. [Equazioni (12) e (13)].

3.5. - Errore di taratura di fase ed errore di fase differenziale, errore di fase della portante di riferimento

Per $\delta \neq 0$; $\theta \neq 0$; $\varphi = 0$, si ha:

$$\text{Uscita } (R - Y) \quad \frac{U_0}{2} \{(R - Y)[\cos\theta + a\cos(\theta + \delta)] \mp \mp (B - Y)[a \operatorname{sen}(\theta + \delta) - \operatorname{sen}\theta]\} \qquad (15)$$

$$\text{Uscita } (B - Y) \quad -\frac{U_0}{2} \{(B - Y)[\cos\theta + a\cos(\theta + \delta)] \pm \pm (R - Y)[a \operatorname{sen}(\theta + \delta) - \operatorname{sen}\theta]\} \qquad (16)$$

e deve essere

$$\frac{\cos\theta + a\cos(\theta + \delta)}{a \operatorname{sen}(\theta + \delta) - \operatorname{sen}\theta} \geqq 10 \qquad (17)$$

Per $\delta = 12^\circ$ e $a = 1$, si ottiene $\theta = 83^\circ$. Un errore di taratura solo non dà praticamente alcuna diminuzione dell'errore di fase differenziale accettabile. Con un errore di compensazione di fase

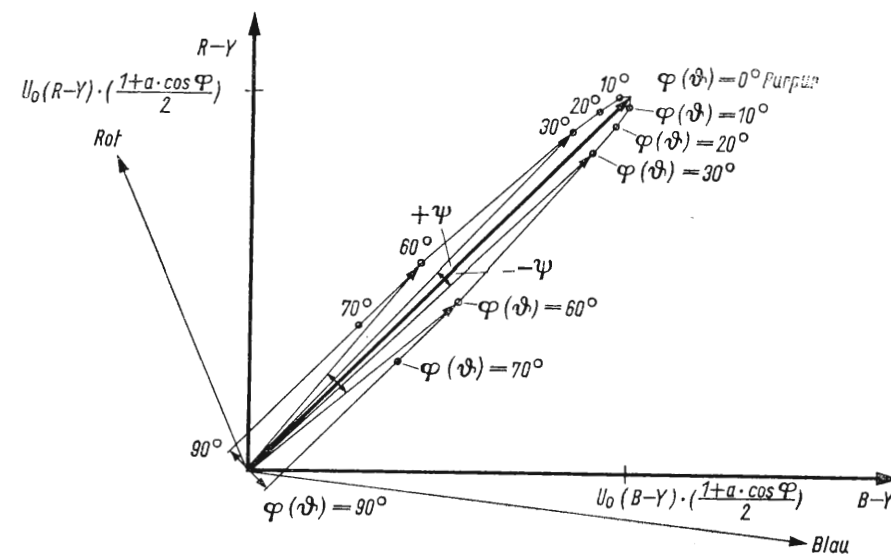



Fig. 4 - Variazione della tinta di riga in riga con errore costante di ampiezza $a = 0,9$ per diversi errori di fase della portante di riferimento (φ) o per diversi errori di fase differenziale (θ).

Rot = rosso; Blau = blu; Purpur = porpora; $\vartheta = \theta$. (N.B. - Nel testo si è usato il simbolo θ al posto di ϑ per non generare confusione con il simbolo δ).

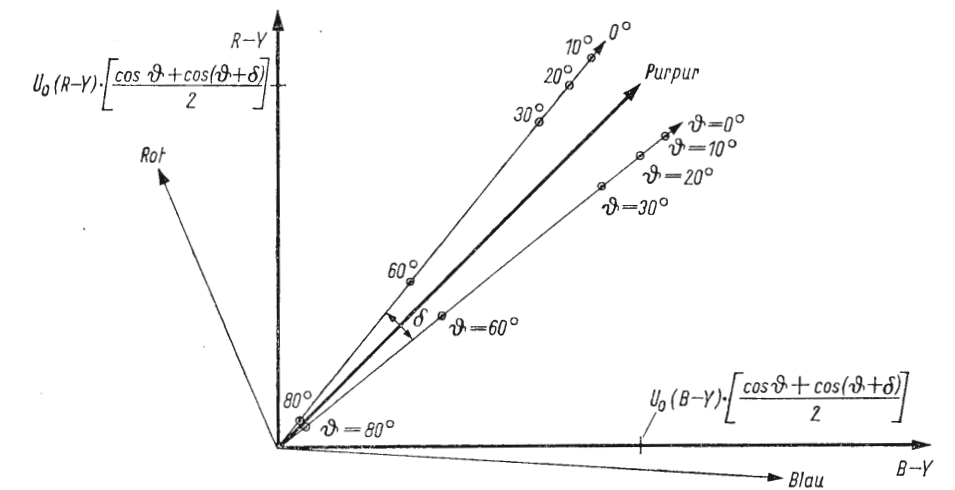



Fig. 5 - Variazione della tinta di riga in riga con errore costante di taratura della fase $\delta = 12^\circ$ con errore di fase differenziale (θ).

Come in fig. 3.

ed una fase errata delle portante di riferimento, si ottiene lo stesso limite di errore ammissibile $\varphi_{1,2} = 83^\circ$, che in pratica non avviene. In fig. 5 è rappresentato graficamente il risultato per l'errore di taratura della fase $\delta = 12^\circ$ e per diversi errori di fase differenziale θ [equazioni (15) e (16)].

3.6. - Errore di ampiezza, errore di fase e errore di fase differenziale

Per $a < 1$; $\delta \neq 0$; $\theta \neq 0$; $\varphi_{1,2} = 0$, si ha:

$$\text{Uscita } (R - Y) \quad \frac{U_0}{2} \{(R - Y)[\cos\theta + a\cos(\theta + \delta)] \pm \pm (B - Y)[\operatorname{sen}\theta - a \operatorname{sen}(\theta + \delta)]\} \qquad (18)$$

$$\text{Uscita } (B - Y) \quad -\frac{U_0}{2} \{(B - Y)[\cos\theta + a\cos(\theta + \delta)] \mp \mp (R - Y)[\operatorname{sen}\theta - a \operatorname{sen}(\theta + \delta)]\} \qquad (19)$$

Deve essere

$$\frac{\cos\theta + a\cos(\theta + \delta)}{\operatorname{sen}\theta - a \operatorname{sen}(\theta + \delta)} \geqq 10 \qquad (20)$$

Per $a = 0,9$; $\delta = 12^\circ$, si ottiene $\theta \leqq 70^\circ$. Non c'è dunque in pratica alcuna diminuzione dell'errore di fase differenziale ammissibile.

3.7. - Angolo di fase variabile della portante di riferimento

Dalle equazioni generali (1) e (2) appare che interviene una variazione costante di tinta, quando la separazione di 90°

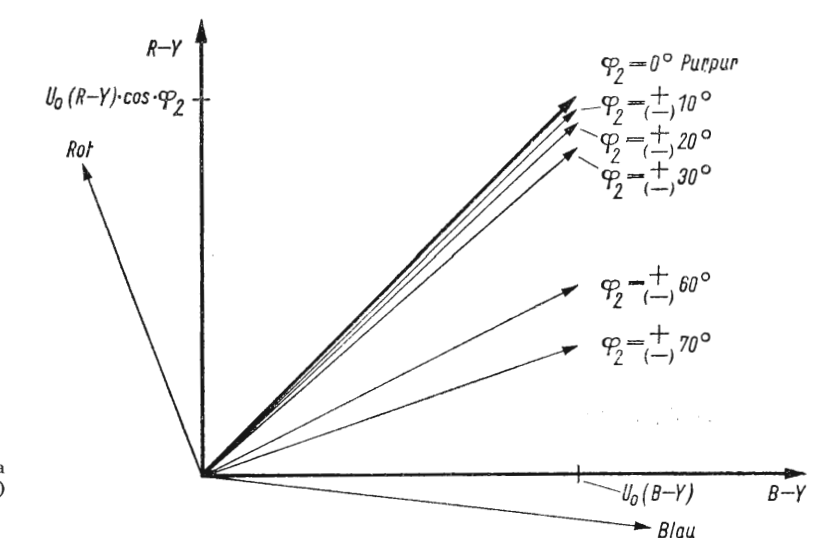



Fig. 6 - Variazione della tinta con errori della fase della portante di riferimento ($\varphi_1 = 0$; $\varphi_2 \neq 0$)

Come in fig. 2.

non è esatta ($\varphi_1 = 0$; $\varphi_2 \neq 0$). Ciò è rappresentato in fig. 6 per il colore porpora ($R - Y$) = ($B - Y$). Il color porpora si sposta verso il blu e la saturazione diminuisce al crescere dell'errore di fase.

3.8. - Diafotie dopo la decodificazione

Un'interferenza dopo la decodificazione, cioè dopo la ricostituzione delle componenti ($R - Y$) cos ωt e ($B - Y$) sen ωt, non dà luogo ad alcun errore dopo la demodulazione, alla condizione che $\delta = \theta = \varphi_{1,2} = 0$ e che $a = 1$.
Se nel cammino di trasmissione interviene un errore di fase differenziale o una deviazione della fase della portante di riferimento dal massimo di 45°, la diafotia non deve essere maggiore del 10%. Con un errore di compensazione della fase di $\delta = 12°$ e con un errore di ampiezza $a = 0{,}7$, si ottiene una diafotia accettabile del 13%, quando non vi sia alcun errore di fase differenziale.

3.9. - Dispersione dei componenti

Il trasformatore in controfase (bobina bifilare) necessario per la decodificazione all'uscita della linea di ritardo non deve superare una deviazione di ampiezza del 10% e la deviazione di fase a 180° di ± 3°.

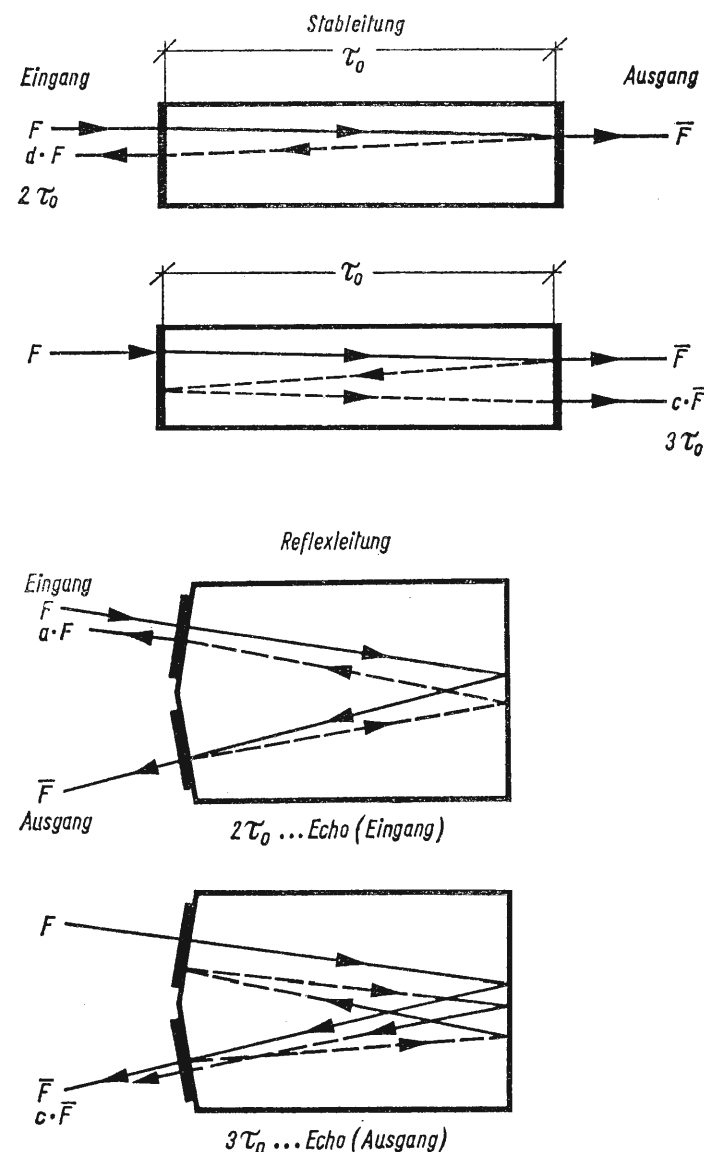



Fig. 7 - Echi principali nelle linee di ritardo.

Stableitung = Linea a barretta; Eingang = Entrata; Ausgang = Uscita; Reflexleitung = Linea a riflessione; $2\tau_0$... Echo (Eingang) = Eco $2\tau_0$ all'entrata; $3\tau_0$... Echo (Ausgang) = Eco $3\tau_0$ all'uscita.

4. - ECHI NELLA LINEA DI RITARDO E LA LORO AZIONE DISTURBANTE SUL SEGNALE UTILE

Nelle linee di ritardo a ultrasuoni si verificano echi disturbanti tutt'altro che trascurabili all'entrata e all'uscita. La fig. 7 indica schematicamente gli echi (riflessioni), che possono avvenire tanto con le linee a barretta, quanto con quelle a riflessione. Di particolare importanza sono l'eco 2τ all'entrata e l'eco 3τ all'uscita.
Entrambi i segnali d'eco hanno la stessa polarità (corrispondente a F o $\bar{F}$) del segnale principale qui entrante di volta in volta. I segnali d'eco e principale associato si sommano.
Per semplificare le considerazioni sull'azione degli echi, il segnale utile e quello d'eco vengono separati nella trattazione della frequenza portante ausiliaria di colore.
In pratica si regolano con uno sfasamento esatto di 180°, il segnale composto nel cammino ritardato e il segnale composto del cammino diretto, tra di loro. Con ciò l'effetto degli echi 2τ e 3τ risulta diminuito. Solo nelle bande laterali adiacenti non si verifica più la corretta relazione di fase fra i due segnali.
Dalle relazioni che seguono, risultano valori un po' troppo alti per i rapporti d'eco. Ma in pratica è conveniente ritenerli per buoni, poichè si possono presentare errori combinati (disturbo in senso orizzontale con transizioni di colori sullo schermo d'immagine).
All'entrata e all'uscita della linea di ritardo si trovano i seguenti valori del segnale di crominanza:

$$\text{Entrata} \quad F = (B - Y) \text{ sen } \omega t \pm (R - Y) \cos \omega t + d(B - Y) \text{ sen } (\omega t + \xi) \pm \pm d(R - Y) \cos (\omega t + \xi) \quad (21)$$

$$\text{Uscita} \quad \bar{F} = -(B - Y) \text{ sen } \omega t \pm (R - Y) \cos \omega t - c(B - Y) \text{ sen } (\omega t + \eta) \pm \pm c(R - Y) \cos (\omega t + \eta) \quad (22)$$

dove ξ e η sono le deviazioni di fase degli echi rispetto al segnale utile e d e c sono i fattori di ampiezza degli echi. La somma e la demodulazione nella direzione ($R - Y$) cos ωt, danno:
La sottrazione e la demodulazione in direzione ($B - Y$) sen ωt danno:

$$\text{Uscita } (R - Y) \quad U_0(R - Y)[1 + (1/2)(d \cos \xi + c \cos \eta] \pm \pm U_0 \frac{B - Y}{2} [d \text{ sen } \xi - c \text{ sen } \eta] \quad (23)$$

$$\text{Uscita } (B - Y) \quad - U_0(B - Y)[1 + (1/2)(d \cos \xi + c \cos \eta] \pm \pm U_0 \frac{R - Y}{2} [d \text{ sen } \xi - c \text{ sen } \eta] \quad (24)$$

Nell'immagine, la retinatura diviene disturbante quando è:

$$\frac{1 + (1/2)(d \cos \xi + c \cos \eta)}{(d/2) \text{ sen } \xi - (c/2) \text{ sen } \eta} \leq 10 \quad (25)$$

Poichè c e d (valori delle ampiezze degli echi disturbanti) non sono indipendenti tra loro, le due ampiezze c e d si possono ricondurre ad un'unica grandezza $d/c = k$ (costante). Questo rapporto può essere determinato in pratica con una misura nel circuito adottato. Si possono determinare anche gli angoli di fase dell'eco 2τ (ξ) e dell'eco 3τ (η) rispetto al segnale utile. Dall'equazione (25) si ricava per $d/c = k$:

$$c = - [(k/2) \cos \xi + (1/2) \cos \eta + 5(\text{sen } \eta - k \text{ sen } \xi)]^{-1} \quad (26)$$

Dal valore di c si può ora dedurre d. Le ampiezze ammissibili c e d degli echi disturbanti dipendono fortemente dall'angolo di fase dell'onda riflessa.
L'angolo di fase e l'ampiezza dell'eco disturbante sono funzione delle terminazioni all'entrata e all'uscita della linea. Nel caso più sfavorevole può essere necessario un rapporto di disturbo di 1:12 (21 dB):

con $\xi \rightarrow 90°$

$\eta \rightarrow -90°$ (270°).

In fig. 8 è riportato il rapporto di disturbo ammissibile in dB in funzione dell'eco disturbante η, dove si è supposto $\eta = -\xi$.
Con un angolo di fase di disturbo $\eta = 96°$ si trova che occorre un rapporto di disturbo di 21 dB. Esso diminuisce fortemente per angoli η minori di 40°.
In fig. 9 è rappresentata la dipendenza del rapporto di disturbo b_E dall'angolo di fase η con una eco 3τ (eco 2τ trascurabile). Si vede che con un angolo di fase $\eta = +84°$ (+ 264°) o $\eta = -96°$ diviene necessario un rapporto di disturbo di 14 dB e con $\eta < 40°$ il rapporto di disturbo necessario diminuisce fortemente.
Con un segnale utile a sen ωt, per es. all'uscita della linea, con un'eco disturbante b sen ($\omega t + \gamma$), per es. all'uscita della linea e con uno sfasamento γ rispetto al segnale utile, si ottiene un segnale totale:

$$a \text{ sen } \omega t \pm b \text{ sen}(\omega t + \gamma) \quad (27)$$

o

$$(a^2 + b^2 + 2ab \cos \gamma)^{1/2} \text{ sen } \left(\omega t + \text{artg } \frac{b \text{ sen } \gamma}{a \pm b \cos \gamma} \right) \quad (28)$$

Fig. 8 - Rapporto di disturbo d'eco in funzione della fase dell'eco al segnale utile con un'eco 2τ e un'eco 3τ; $\eta = \xi$. ξ = fase dell'eco 2τ rispetto al segnale utile. η = fase dell'eco 3τ rispetto al segnale utile.

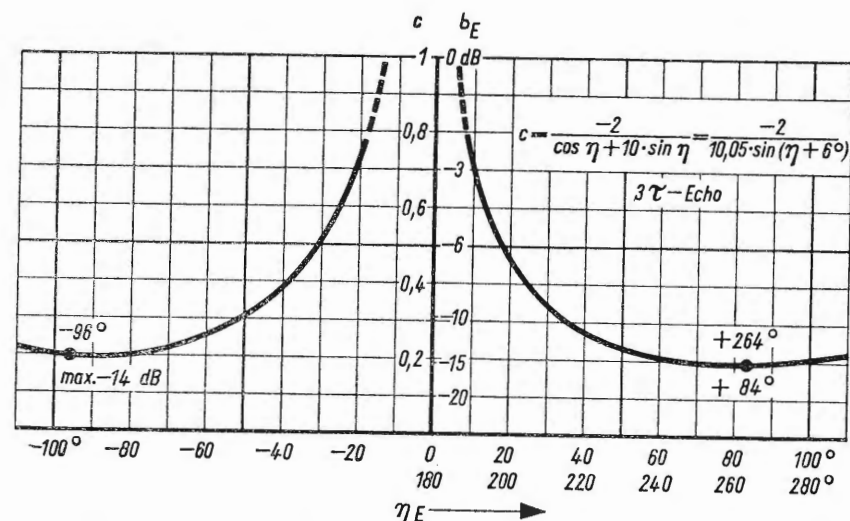



Fig. 9 - Rapporto di disturbo d'eco in funzione della fase dell'eco 3τ rispetto al segnale utile. Echo = Eco.

dove l'ultimo termine in parentesi è l'angolo ξ, cioè lo sfasamento supplementare richiamato dall'eco rispetto al segnale utile all'entrata.
Per $b = 0{,}1$ (ampiezza dell'eco 10% di quella del segnale utile) e $a = 1$, si ha:

$$\frac{0{,}1 \text{ sen } \gamma}{1 \pm 0{,}1 \cos \gamma} \qquad (29)$$

Questa espressione assume un valore massimo per $\cos \gamma = \mp 0{,}1$, ossia $\gamma = \pm 84°$, il che può avvenire in pratica.
Per questo angolo di fase si genera uno sfasamento e con esso una variazione del ritardo di fase di

$$\xi = \text{artg} \frac{0{,}1 \text{ sen } 84°}{1 \pm 0{,}1 \cos 84°} = 6° \text{ circa} \qquad (30)$$

Ciò corrisponde ad una variazione del tempo di transito di circa 4 ns. Dalla composizione del segnale utile con una eco disturbante del 10%, si può generare anche una variazione del ritardo di fase fino a 4 ns.
Un riassunto dei limiti di errore ammissibili nel decodificatore PAL è dato nella tabella seguente.

Tabella degli errori limite nel decodificatore PAL.

Errore	Valore massimo ammissibile	Osservazioni
Errore di fase δ	$\delta_{max} = 12°$	Strisciatura visibile a 1 m di distanza dal cinescopio (colori saturati al 75%)
Errore di ampiezza (ampiezza relativa $a < 1$)	$a = 0{,}5 \div 0{,}7$	Desaturazione dei colori secondo il fattore $(1 + a)/2$; $a < 1$
Errore di ampiezza e di fase	$\delta = 12°$; $a = 0{,}9$	
Errore di ampiezza e di fase differenziale θ	per $a = 0{,}9$ si ha $\theta_{max} = 62°$ per $a = 0{,}7$ si ha $\theta_{max} = 30°$	
Errore di fase δ e errore di fase differenziale θ	per $\delta = 12°$, si ha $\theta_{max} = 83°$	
Errore di ampiezza, di fase e di fase differenziale	per $\delta = 12°$; $a = 0{,}9$ si ha $\theta_{max} = 70°$	Strisciatura come con puro errore di fase $\delta = 12°$
Errore di ampiezza e errore di fase della portante di riferimento $\varphi_{1,2}$	per $a = 0{,}9$ si ha $\varphi_{1,2max} = 62°$ per $a = 0{,}7$ si ha $\varphi_{1,2max} = 30°$ per $a = 0{,}5$ si ha $\varphi_{1,2max} = 17°$	
Errore di fase δ e errore di fase della portante di riferimento $\varphi_{1,2}$	per $\delta = 12°$, si ha $\varphi_{1,2max} = \pm 83°$	
Errore di fase della portante di riferimento e della fase differenziale		Un errore di fase della portante di riferimento non comporta diminuzione dell'errore di fase differenziale ammissibile
Diafotie dopo decodificazione	con $\delta = \theta = \varphi_{1,2} = 0$	Non si verifica alcun errore nel segnale demodulato
Diafotie dopo decodificazione con errore di fase differenziale o con uno sfasamento della portante di riferimento	per $b = 0{,}1$ (10%) si ha $\theta_{max} = 45°$, $\varphi_{1,2max} = 45°$	
Eco 3τ all'uscita	Rapporto di disturbo 14 dB	Strisciatura come con puro errore di fase $\delta = 12°$
Eco 3τ all'uscita e Eco 2τ all'entrata	Rapporto di disturbo $16 \div 20$ dB secondo la fase dell'eco disturbante	
Errore di ampiezza e di fase nel trasformatore in controfase	$c = 0{,}9$ (10%); $\eta = \pm 3°$	

Oscillatore Krohn-Hite mod. 4200

La Krohn-Hite Corporation rappresentata dalla ditta Dott. Ing. Mario Vianello presenta il nuovo oscillatore mod. 4200 a basso costo, dello stato solido, per usi generali di laboratorio o produzione, che possiede caratteristiche generalmente riscontrabili in strumenti di costo doppio. L'oscillatore fornisce un'onda sinusoidale nella gamma di frequenza da 10 Hz a 10 MHz con una potenza di $\frac{1}{2}$ W e una distorsione inferiore allo 0,1%. La frequenza del segnale di uscita è ottenuta rapidamente mediante l'uso di una scala con variazione continua e di un moltiplicatore a pulsanti. La potenza di uscita di $\frac{1}{2}$ W sull'intera gamma di frequenza è una caratteristica eccezionale per un oscillatore di questo tipo ed accoppiata alla eccellente stabilità di uscita in funzione della frequenza (0,025 dB) fa di questo oscillatore l'ideale per la calibrazione di voltmetri e per misure di risposta su amplificatori. È possibile ottenere una calibrazione del segnale di uscita di 0,1 dB mediante un attenuatore a pulsanti con scatti di 10 dB che combinato con un verniero continuo può attenuare il segnale di uscita sino a 90 dB. L'impedenza d'uscita di 50 Ω minimizza le perdite di segnale dovute a carichi resistivi e capacitivi e la potenza d'uscita di $\frac{1}{2}$ W è essenziale per pilotare carichi senza pericolo di sovraccarico.
Una uscita ad ampiezza fissa di 1 V può essere usata per sincronizzare un oscilloscopio o come uscita ausiliaria. Una particolare caratteristica di questo oscillatore è di poter essere sincronizzato da segnali esterni così che usando segnali campione si potranno ottenere particolari caratteristiche di stabilità e precisione di frequenza. La particolare cura posta al progetto costruttivo e l'uso di transistori al silicio rendono questa unità insensibile a vibrazioni e urti.
Diamo di seguito le principali caratteristiche:

gamma di frequenza:	10 Hz - 10 MHz;
potenza d'uscita:	$\frac{1}{2}$ W;
massima uscita:	10 V_{eff};
risposta alla frequenza:	0,025 dB;
distorsione armonica:	0,1%;
stabilità d'ampiezza:	0,02%;
precisione di frequenza:	2%;
impedenza interna:	50 Ω;
uscita ausiliaria:	1 V - 600 Ω;
sincronismo dall'esterno:	1,5 V_{pp}

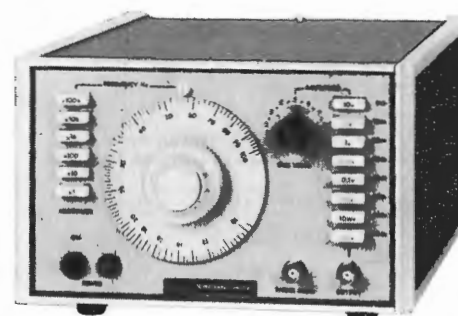



Foto dello stumento.

0947 - *Sig. Morini G. - Torino*

D. È interessato alla descrizione di un dispositivo per la lettura di un nastro perforato.

R. Nel dispositivo che descriviamo, l'informazione viene registrata in precedenza, tramite un perforatore, trasversalmente su un nastro. Ciascun gruppo di perforazioni può avere un massimo di 5, 6, 7 od 8 fori, in relazione al codice usato.

La linea continua longitudinale, composta da fori aventi diametro molto piccolo, che fungono da fori di controllo, è impiegata per controllare la velocità di rotazione del motore pilota.

Il sistema base per la lettura è mostrato in figura 1. Il nastro perforato scorre tra la lampada e il fotodiodo, oppure una fila di fotodiodi, e viene montato in modo da venire illuminato solo quando il foro viene a trovarsi su una prefissata direttrice.

Il movimento di avanzamento del nastro è trasmesso da una frizione, mossa da un motore elettrico che viene a sua volta pilotato da un segnale esterno.

Il nastro, quando dovrà essere letto, viene momentaneamente arrestato nel preciso momento in cui la fila trasversale di perforazioni ha raggiunto, nel punto esatto, la fila di fotodiodi.

Lo schema a blocchi del complesso, che mette in evidenza la forma assunta dal segnale in ogni stadio, è visibile in figura 2.

In figura 3 è invece illustrato il comando elettronico transistorizzato per il controllo del motore.

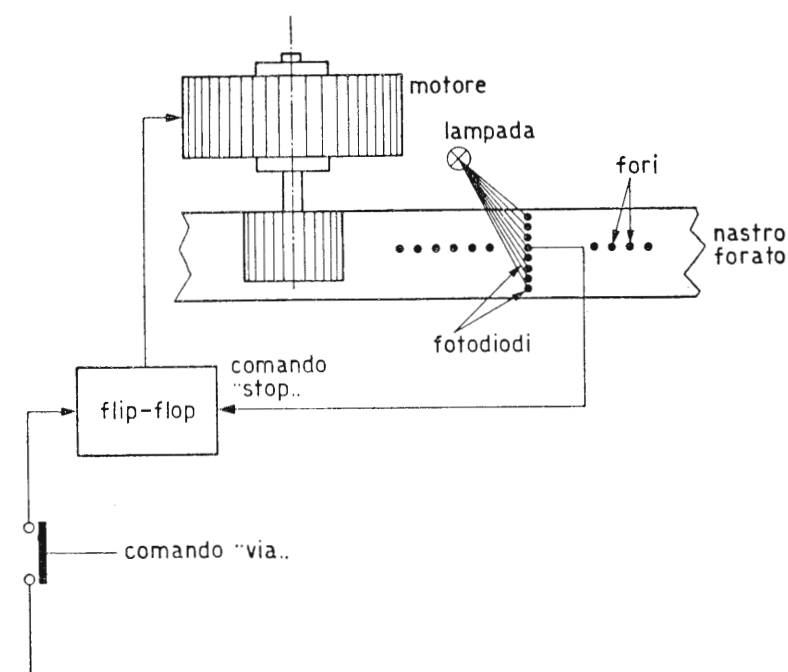



Fig. 1/0947 - Schema base del principio di lettura.

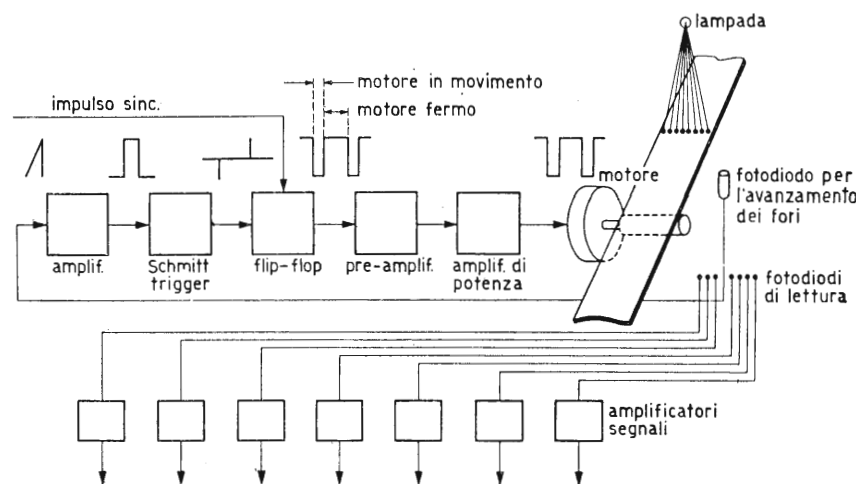



Fig. 2/0947 - Schema a blocchi del dispositivo per la lettura di un nastro perforato.

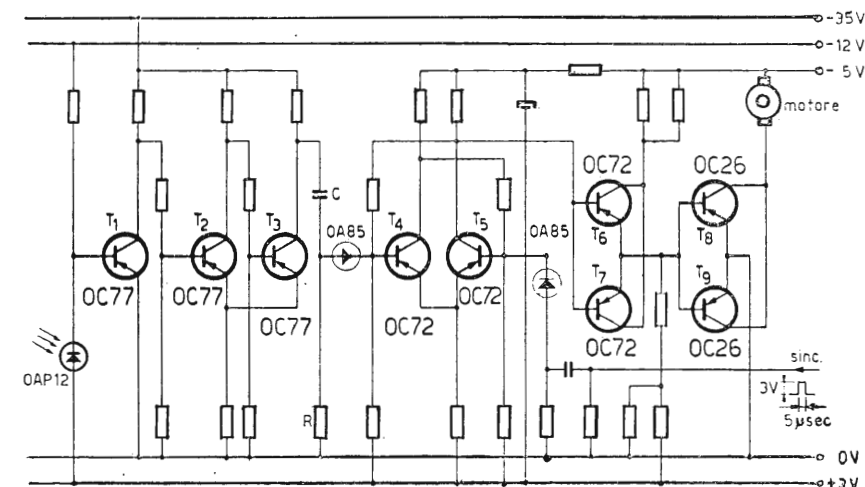



Fig. 3/0947 - Schema elettrico del circuito di controllo del motore.

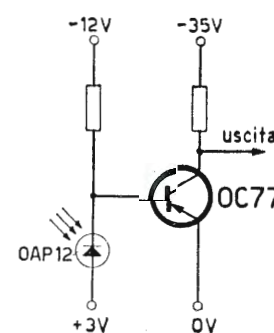



Fig. 4/0947 - Schema elettrico del circuito amplificatore squadratore di impulsi.

Il funzionamento dell'apparecchiatura avviene nel seguente modo: l'impulso di sincronizzazione porta il transistore T_5 all'interdizione mentre lascia T_4 in conduzione. Di conseguenza alla base di T_6 e T_7 viene applicato un impulso negativo; questi due transistori vanno allora in conduzione e pilotano lo stadio finale, composto dai transistori T_8 e T_9, che mette in movimento il motore.

Quando la striscia di controllo permette alla luce di colpire il fotodiodo OAP12 il circuito di comando, un trigger di Schmitt, viene commutato e genera un impulso negativo in *C*. Questo impulso viene differenziato dal gruppo *RC* ed il gradino di tensione positiva viene trasmesso, attraverso il diodo OA89, alla base di T_4 provocando un cambiamento di stato del flip-flop con conseguente bloccaggio del motore.

Il fotodiodo può ora leggere le perforazioni. Il successivo impulso di sincronizzazione fa ripartire il motore. La forma degli impulsi generati dal fotodiodo di lettura è simile a quella illustrata in figura 2, ma questi segnali possono essere convertiti in segnali ad onda quadra con fronte di salita ripido mediante amplificazione come indicato in figura 4.

(P. Soati)

0948 - *Sig. Rossi C. - Milano*

D. Riferendosi alla rubrica « radio servizio » desidera alcune informazioni circa l'impiego dei transistori e le valvole nei circuiti elettronici. Inoltre sono chieste alcune informazioni sull'impiego dei diodi nei rivelatori a rapporto.

R. Innegabilmente i transistori, come amplificatori di segnali alternativi, nonostante i grandi progressi fatti in questi ultimi tempi, devono lasciare il passo alle valvole ancora in numerose applicazioni. Quest'ultime, anche in relazione alla continua evoluzione che hanno subito, presentano delle caratteristiche superiori specialmente per quanto concerne la potenza utile di uscita, la massima frequenza di funzionamento ed il fattore di rumore.

Invece nei circuiti funzionanti a regime impulsivo il transistore ha trovato il suo naturale campo di utilizzazione offrendo considerevoli vantaggi rispetto alle valvole quali la bassa tensione di saturazione, l'elevato rendimento, l'ingombro ridotto e l'assenza del filamento. Inoltre, con il perfezionamento delle nuove tecniche costruttive, anche la velocità di funzionamento è stata elevata ad un punto tale da rendere possibile la loro utilizzazione in qualsiasi applicazione della tecnica digitale. Naturalmente il diverso comportamento dei transistori in regime impulsivo, rispetto a quello delle valvole, ha richiesto una sostanziale modifica dei criteri di dimensionamento dei circuiti stessi.

Rispondendo al suo secondo quesito si precisa che nel rivelatore a rapporto, largamente impiegato anche nei ricevitori TV il cui segnale audio è modulato in frequenza, il circuito del discriminatore può essere realizzato con due diodi al germanio (ad esempio OA79 ed OA72, appositamente selezionati a coppie). Per questa applicazione è essenziale che i due diodi abbiano caratteristiche quanto più possibile identiche poiché il rendimento di rivelazione e la soppressione dell'eventuale modulazione di ampiezza dipendono in larga misura dalla bontà di tale accoppiamento. Per questo motivo la coppia dei diodi deve essere selezionata in base al loro comportamento con segnali di frequenza pari a quella alla quale essi debbono lavorare normalmente. Per esaminare fino a quale punto le differenze fra le caratteristiche dei diodi di una coppia possano influenzare la prestazione del discriminatore, sono stati eseguiti degli accurati rilievi sperimentali dai quali è emerso che tali differenze devono essere ridotte al minimo possibile.

I requisiti cui devono soddisfare i diodi al germanio, per poter essere impiegati nei circuiti discriminatori, sono particolarmente severi per i ricevitori TV « intercarrier » dato che in questo caso è richiesta una decisa soppressione della modulazione di ampiezza. D'altra parte essendo la frequenza intermedia dei ricevitori che hanno il canale audio separato considerevolmente più alta della frequenza « intercarrier » ne deriva che per ottenere un corretto funzionamento del rivelatore a rapporto, le caratteristiche dei diodi ed il loro comportamento alle alte frequenze devono essere pressoché identici.

I diodi, nel rivelatore a rapporto, sono colle-

gati ai capi di un circuito accordato avente un elevato Q, mentre nel rivelatore video il diodo si trova collegato, in serie al carico, in parallelo all'ultimo trasformatore di media frequenza avente un coefficiente di merito Q molto più basso. Perciò mentre in questo caso, può essere tollerato un maggior effetto smorzante, i diodi del rivelatore a rapporto devono essere progettati in modo da assicurare prestazioni molto buone alle alte frequenze. Lo smorzamento sul trasformatore deve essere assai limitato e la capacità interna di shunt deve essere molto piccola.

Malgrado i diodi vengano selezionati a coppie in base al loro comportamento alle alte frequenze, è inevitabile che le loro caratteristiche siano leggermente diverse. Perciò è consigliabile collegare delle resistenze in serie ai diodi in modo da ridurre sia gli effetti delle differenze proprie di caratteristica sia quelli dovuti ad eventuali cause esterne, quali le variazioni di temperatura ecc. I valori di queste resistenze possono essere determinati sperimentalmente stabilendo un compromesso accettabile tra il rendimento di rivelazione e la soppressione della modulazione di ampiezza.

A causa delle tolleranze dei componenti e delle differenze di caratteristica dei diodi, può essere necessario mettere a punto sperimentalmente, il circuito del rivelatore per assicurargli una migliore prestazione.

Questa operazione si esegue sostituendo un potenziometro ad una delle due resistenze. Regolandolo al valore più opportuno si può fare in modo che gli effetti delle suddette tolleranze e delle differenze di caratteristica non abbiano praticamente alcuna influenza sul comportamento del rivelatore.

(*P. Soati*)

0949 - Sig. Zavan R. - S. Paulo (Brasile)

D. Chiede notizie su alcuni tipi di resistenze e su pubblicazioni che trattino tale argomento.

R. Sui componenti e radioricevitori ci siamo trattenuti alquanto nella rubrica della rivista *l'antenna* «radio servizio ».

Per la fabbricazione dei resistori aventi deposito metallico, in genere vengono usati come supporti isolanti dei tubetti o delle piccole piastre di vetro pirex, ceramica o quarzo.

Le estremità di questi tubetti sono verniciate con una soluzione di platino o metallo similare allo scopo di assicurare un buon contatto di uscita dei conduttori.

Dopo la suddetta operazione i tubetti vengono collocati in un forno in modo da fare evaporare il solvente contenuto nel platino. Effettuata questa preparazione essi sono messi in un recipiente sottovuoto ove viene loro applicata la lega resistiva, mediante un sistema di vaporizzazione catodica.

Il metallo usato per la deposizione generalmente è il cromo. Il valore del resistore dipende naturalmente dallo spessore dello strato depositato. Per valori elevati lo spessore può raggiungere 0,1 μ.

Lo strato metallico depositato è da considerare uniforme fino ad un valore dell'ordine di 100000 Ω ed in queste condizioni i resistori sono da ritenere non induttivi.

Per valori superiori ai 100000 Ω, in genere si è obbligati a tagliare a spirale lo strato di deposito nello stesso modo che avviene per i resistori a strato di carbonio.

I conduttori di collegamento sono realizzati in modo da assicurare un perfetto contatto ed inoltre, dato che essi penetrano profondamente nell'interno del tubo isolante, permettono un buon raffreddamento del resistore stesso.

Terminate le suddette operazioni il resistore è protetto da un involucro di materiale plastico isolante.

Fig. 1/0949 - Calibratore per oscilloscopio.

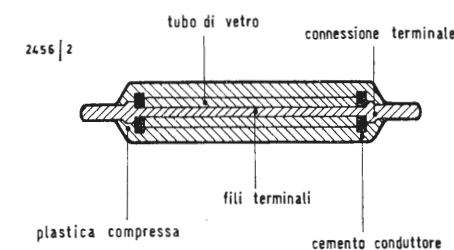
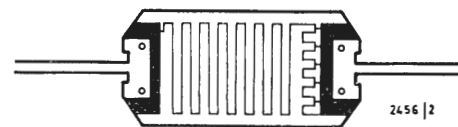



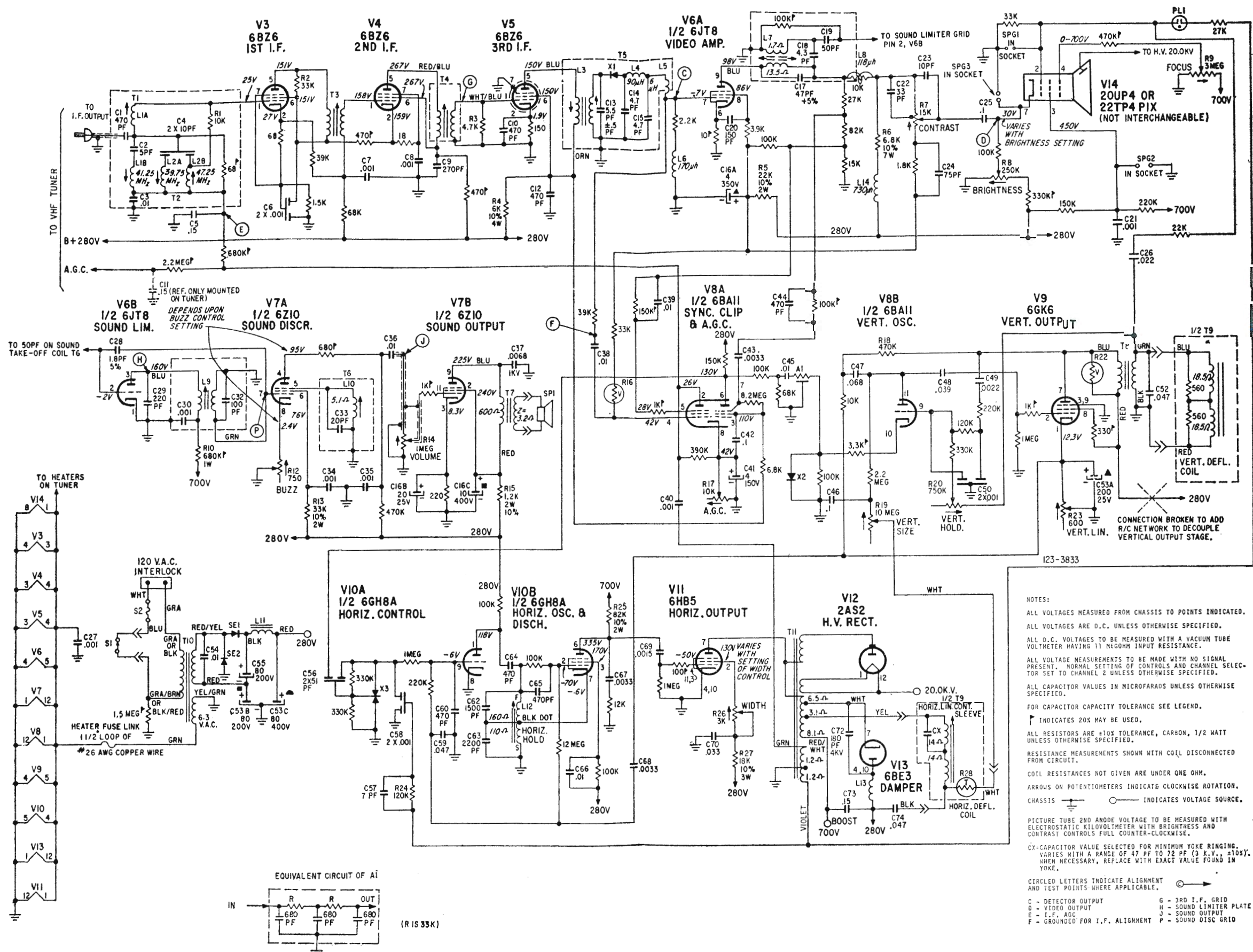
Fig. 2/0949 - Circuito stampato.

La fig. 1 indica la sezione di un resistore con deposito metallico. Il coefficiente di temperatura dei resistori a strato metallico è leggermente positivo ma assume valori praticamente trascurabili.

Fino alla temperatura di 50°C detto coefficiente è dell'ordine dello 0,0020 % per grado mentre è di 0,0070 % per grado alla temperatura di 150°C. La stabilità di questo tipo di resistori può ritenersi ottima. In un ambiente tenuto a —25°C e poi passato immediatamente in forno ad una temperatura di 150°C (ripetendo detta operazione per ben cinque volte), si è riscontrata, in un resistore a strato metallico, una variazione di circa lo 0,15 % che può essere ritenuta trascurabile. Il rumore di fondo, che dipende dalla omogeneità dello strato metallico, nei tipi ben realizzati è da considerare praticamente non misurabile.

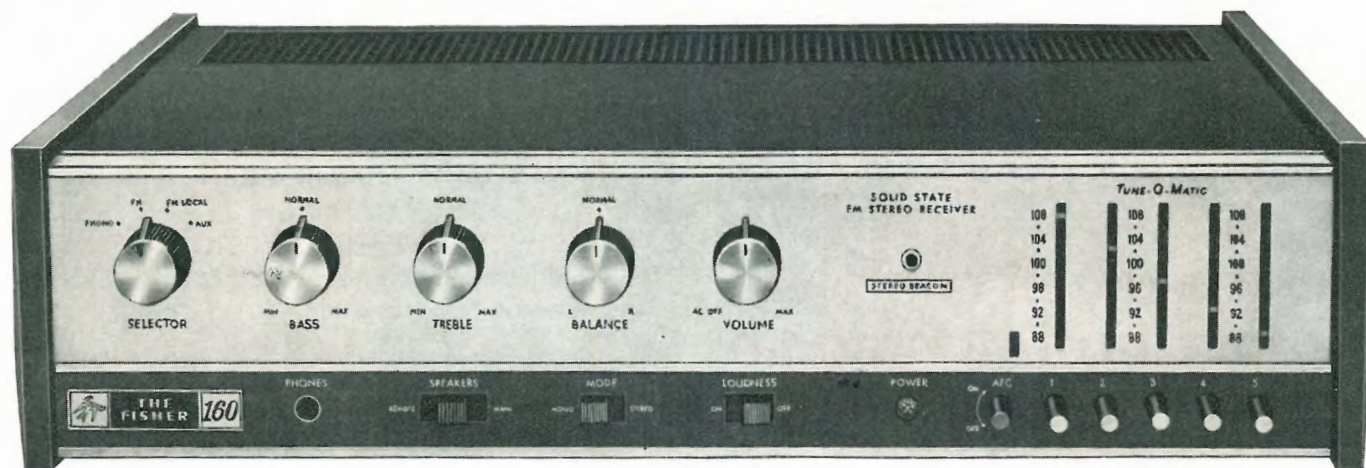
Le limitazioni di tensione sono uguali a quelle tipiche delle resistenze di carbone. Sull'argomento le consigliamo l'opera del Colapietro « Tecnologia dei componenti elettronici » destinata agli allievi degli Istituti Tecnici Industriali. Il costo dell'abbonamento annuo alla rivista *l'antenna*, edita dalla Casa Editrice Il Rostro, per l'estero, è di lire 10.000.

(*P. Soati*)

TELEVISORE ZENITH

Mod. 14 Z 36 chassis

Schema elettrico del ricevitore di TV ZENITH mod. 14 Z 36 chassis

The Fisher 160-T[MT]

40 WATT FM-STEREO RECEIVER

Sintonia TUNE-O-MATIC®

5

Cinque pulsanti regolabili provvedono all'istantanea selezione delle prescelte stazioni FM. È possibile anche sintonizzare le stazioni manualmente.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Il nuovo FISHER 160-7, per le sue caratteristiche sottoindicate, rappresenta un nuovo passo avanti dell'industria americana nel settore dell'alta fedeltà! • Sintonia delle stazioni FM mono o stereo mediante selettore brevettato a pulsanti « TUNE-O-MATIC »R • Tecnica circuitale veramente d'avanguardia • Impiego dei più recenti circuiti integrati e transistors al silicio ad effetto di campo per garantire le massime prestazioni e durata di funzionamento • Adozione degli stadi d'amplificazione a simmetria complementare con transistors al silicio per una più ampia risposta di frequenza con una più bassa distorsione • Circuiti elettronici brevettati « TRANSIT-O-GARD »TM per la protezione degli stadi finali contro ogni possibile causa di guasti dovuta a cortocircuiti che dovessero verificarsi fra i conduttori di collegamento delle casse acustiche • Un'estetica veramente impeccabile e dimensioni ridotte.

sez. AMPLIFICATORE	
Potenza d'uscita (IHF)	20 + 20 Watt
Potenza d'uscita RMS	15 + 15 Watt
Distorsione armonica (a 1 KHz)	0,5 %
Distorsione d'intermodulazione (60:7000 Hz, 4:1, SMPTE)	1 %
Risposta di frequenza	25-25000 Hz
Sensibilità d'ingressi: Fono basso livello, Fono alto livello	2,5 mV/9,5 mV
Aux	250 mV

sez. SINTONIZZATORE	
Sensibilità (IHF)	2,2 μV
Distorsione armonica (a 400 Hz, 100 % di modulazione)	0,6 %
Rapporto S/D (a 100 % di modulazione e 1 mV d'ingresso)	60 dB
Selettività a canali alternati	45 dB
Reiezione spurie	90 dB a 100 MHz
Reiezione immagine	55 dB a 100 MHz
Reiezione media frequenza	70 dB a 100 MHz
Separazione stereo	35 dB
Rapporto cattura	2,8 dB

Dimensioni	39 x 7,9 x 29 cm.
Peso	7,5 Kg
Alimentazione	220 V 50 Hz 65 W
Prezzo con contenitore in noce	L. 199.000

LARIR International s.p.a.

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

20129 MILANO

VIALE PREMUDA 38/a TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30